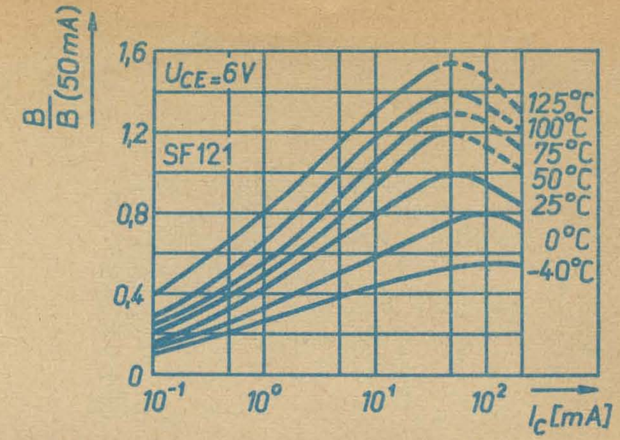




Bauplan Nr. 18
Preis 1,–

Siliziumschaltungsmosaik

R. Oettel · K. Schlenzig

22k
27k
124MBV
Z=15Ω
68k
1k
2µF/3V
bw
2µF/3V
T1
ß ≥ 100
w1
w2
10n
Rp
w3
5...10k
2...3V
(25...40mA
Gesamtstrom)
• Wicklungsanfang
(gleicher Wickelsinn!)

(Signal bei „feucht")
3
820k
2,2k
T2
wahlweise
T1
47...82
2
6
1
12k
10n
8
0...39k
LP558,
LP553 o. ä.
Lt
(5...8Ω)
(SY200)
4
Feuchte-Elektroden
(Signal bei „trocken")

3...6V
...2,2k
2µ
R1
≈1...2M
T1
T2
T3
2µ
T1, T2 u. T3 Miniplast-Basteltransistoren (ß≈100)
Alle Widerstände 0,05W

Originalbauplan Nr. 18

Inhaltsverzeichnis

1. Weshalb Silizium?
2. Eigenarten von Siliziumtransistoren
3. Prüftechnik für Silizium-Basteltransistoren
3.1. Stromverstärkung
3.2. Basis-Emitter-Spannung
3.3. Weitere Tests
3.4. Weitere Hinweise zu den Daten
4. Ein Schaltungsmosaik
4.1. Ausgangsbaustein
4.1.1. Relaisbetrieb
4.1.2. Lampenbetrieb
4.1.3. Kontaktloses Schalten
4.1.4. Strombedarf des Ausgangstransistors
4.1.5. Realisierung von Ausgangsbausteinen
4.2. Komplementärmultivibrator mit Steuermöglichkeit als optischer oder akustischer Indikator
4.3. Anwendung: Pflanzenwächter
4.4. Der monostabile Multivibrator – eine vielseitig einsetzbare Baugruppe
4.4.1. Berührungsempfindlicher Zeitschalter mit monostabilem Multivibrator
4.4.2. Monostabiler Zeitschalter für Handauslösung
4.4.3. Einsatzmöglichkeiten des monostabilen Multivibrators als Zeitschalter
4.5. Der bistabile Multivibrator als Ein- und Ausschalter mit Berührungskontakten
4.6. Lichtempfindliche Schaltungen
4.7. NF-Verstärkerschaltungen mit galvanisch gekoppelten Transistoren
4.7.1. 3stufiger, direktgekoppelter Verstärker
4.7.2. 2stufiger NF-Verstärker mit Gegenkopplung
4.8. Leistungsfähiger Einkreisempfänger
4.8.1. Schaltung
4.8.2. Aufbaubeispiel
5. Bezugsquellen und Literatur

1. Weshalb Silizium?

In allen bisherigen Bauplänen dieser Reihe dominierte der Germaniumtransistor. Die in der gesamten Welt bis heute davon produzierten Stückzahlen dürften nach Milliarden rechnen. Von NF-Kleinsignaltypen bis zu Leistungs- und UHF-Transistoren existiert ein fast lückenloses Spektrum, das eigentlich nur wenige Wünsche offenläßt. Dem Amateur würden sie vielleicht sogar genügen. Dennoch ist der Siliziumtransistor das Halbleiterbauelement der Gegenwart und der integrierten Technik. Es dürfte dem Bauplanleser genügen, die folgenden Gründe dafür zu erfahren:

- Der stark wachsende Bedarf an Bauelementen der Halbleitertechnik erfordert rationelle, auf große Stückzahlen ausgerichtete Technologien. Gerade die Siliziumoxid-Maskentechnik kommt dieser Forderung sehr entgegen. Auf einer einzigen Kristallscheibe lassen sich die einzelnen Arbeitsgänge bei der Herstellung eines Transistorelements mit Hilfe fotochemischer Verfahren gleichzeitig auf eine große Anzahl von Exemplaren anwenden, die also auf dieser Scheibe parallel zueinander entstehen.
- Die eben genannte Maskentechnik ergibt für das einzelne Bauelement einen weit vollkommeneren Schutz gegen Umwelteinflüsse, als es bei den üblichen Germaniumtechnologien möglich war. Das bedeutet erhöhte Zuverlässigkeit, ohne die die heutigen „halbleiterintensiven" Geräte nicht genügend einsatzsicher wären. Man bedenke, daß z. B. eine Einheit mit 1000 Transistorfunktionen vom einzelnen Transistor eine mindestens 100mal so hohe Zuverlässigkeit erfordert bzw. höchstens 1/100 der Ausfallquote von Transistoren verlangt, von denen nur 10 in einem Gerät enthalten sind! Die modernen Anlagen der Rechen- und Nachrichtenelektronik aber brauchen Einheiten mit noch größerem Funktionsumfang.

Parallel zu diesen Vorzügen ergeben sich andere, teils durch die Technologien, teils durch die Eigenarten des Materials Silizium bedingt. Sie drücken sich u. a. aus in

- größerem Einsatztemperaturbereich (Silizium),
- höheren möglichen Stromverstärkungen (Technologie),
- geringen Restströmen (Silizium),
- z. T. hohen Grenzfrequenzen (Technologie),
- hohen möglichen Verlustleistungen (Silizium und Technologie),
- hohen Sperrspannungswerten (Silizium, abhängig von Technologie).

Die schaltungstechnische Ausnutzung dieser Vorzüge und die Berücksichtigung bestimmter Eigenarten bringen z. T. gegenüber Germanium abweichende Lösungen.

2. Eigenarten von Siliziumtransistoren

Eine Bemerkung sei vorweggeschickt: Siliziumtransistoren sind nicht an die Zonenfolge npn gebunden, sie erwies sich nur in der Herstellung als die günstigere. Es gibt aber (jedoch seltener für den Amateur) auch pnp-Siliziumtransistoren. Die in diesem Bauplan enthaltenen Schaltungen beziehen sich also ausschließlich auf die leicht zu beschaffenden npn-Typen. Wo pnp in einer Schaltung günstiger ist, wird von handelsüblichen Germaniumtransistoren Gebrauch gemacht, selbstverständlich unter Berücksichtigung ihrer speziellen Eigenarten. Die Zonenfolge npn bedeutet also zunächst einmal eine gewisse Umstellung bezüglich der Batteriepolung. Das Symbol des npn-Transistors weist darauf hin (Bild 1). Bei der Dimensionierung einer Schaltung mit Siliziumtransistoren trifft man auf weitere Besonderheiten.

Bild 2 zeigt – stilisiert – die Eingangskennlinien eines Ge- und eines Si-Transistors. Zum besseren Vergleich wurden die Vorzeichen von Strom und Spannung „unterschlagen" und durch Betragsstriche ersetzt; die Öffnungsrichtung ist für pnp ja negativ (an der Basis gesehen), für npn aber positiv. Man erkennt jedenfalls, daß für Silizium eine weit höhere „Schwell"- oder „Schleusen"-Spannung erforderlich ist als für Germanium. Sie liegt bei mindestens etwa 0,5 V. Diese „Etwa"-Angabe soll ausdrücken, daß man nicht einfach für alle Fälle mit diesem Wert rechnen kann, sondern auf exemplarabhängig unterschiedliche Werte trifft. Außerdem hängt diese Spannung von der jeweiligen Kristalltemperatur ab. Man rechnet mit – 2 mV/grd, d. h., ein gegenüber der Meßtemperatur um 10 °C erwärmter Kristall hat eine um 20 mV geringere Schwellspannung. Da der Übergang nicht im rechten Winkel erfolgt, muß man sich außerdem auf einen bestimmten Strom einigen, für den dieser Wert angegeben wird.

Auch bei anderen Kennwerten von Siliziumtransistoren macht sich die Temperaturabhängigkeit bemerkbar. Während man bei Germanium mit einer Verdoppelung des Reststroms je 7 bis 10 grd Temperaturanstieg rechnet, ist das bei Silizium schon nach etwa 5 bis 6 grd der Fall. Ein gleichstrommäßig mit „offener Basis" betriebener Si-Transistor, der bei 20 °C z. B. 1 µA Reststrom haben möge, erreicht also bei einer Kristalltemperatur von 25 °C 2 µA, bei 30 °C 4 µA usw. und hätte bei 70 °C schon 1 mA überschritten. Allerdings beginnen die Typen, bei denen 1 mA schon stören würde, meist wenigstens eine Zehnerpotenz niedriger, also z. B. bei 100 nA oder darunter. Darüber hinaus aber gibt es die von der Germaniumtechnik her bekannten Schaltungsmaßnahmen, die einem zu großen Einfluß des störenden Reststroms entgegenwirken. (Man spannt also z. B. in Sperrichtung vor oder fügt einen Widerstand zwischen Basis und Emitter ein.)

Auch die Stromverstärkung ist (ähnlich wie bei Germaniumtypen) temperaturabhängig. Bild 3 zeigt einen typischen Verlauf. Man erkennt im Bild weiterhin eine Abhängigkeit vom eingestellten Kollektorstrom.

Bei all diesen Angaben ist zu berücksichtigen, daß sie sich auf die Kristalltemperatur beziehen. Es hängt vom Wärmewiderstand des betreffenden Transistors ab und gegebenenfalls von seiner Kühlfläche sowie von der in ihm umgesetzten Verlustleistung, um wieviel sie höher als die der

Umgebung liegt. Auf jeden Fall aber kann man Si-Transistoren wesentlich höheren Umgebungstemperaturen aussetzen als Ge-Typen. Die obere Grenze der Kristalltemperatur liegt bei etwa 150 °C. Damit reicht z. B. für eine bestimmte Verlustleistung eine kleinere Kühlfläche aus als bei einem Ge-Typ mit gleichem Wärmewiderstand, und das kann im Gerät oft sehr wichtig sein.
Bezüglich der Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitter-Spannung sei auf folgendes hingewiesen: Würde eine Transistorstufe mit einem „harten" (niederohmigen) Spannungsteiler an der Basis betrieben, so würde dieser für alle Temperaturen eine konstante Basisspannung zur Verfügung stellen, während der Transistor mit wachsender Temperatur immer weniger U_{BE} benötigt, um einen bestimmten Kollektorstrom fließen zu lassen. Abgesehen von der Möglichkeit, diesem Effekt durch den bekannten Emitterwiderstand (gegen Wechselspannungsgegenkopplung meist mit C überbrückt) entgegenzuwirken, wendet man in speziellen Schaltungen auch noch die Stabilisierung mit Si-Dioden an, deren Temperaturverlauf der Durchlaßspannung im gleichen Sinne liegt. Steigt die Temperatur, so sinkt auch die an den Dioden stehende Spannung (Bild 4).
Im allgemeinen erreicht man bei npn-Si-Transistoren moderner Technologie hohe Grenzfrequenzen und hohe Stromverstärkungen. Erinnert man sich nun der Tatsache, daß ein Verstärker stets zu schwingen beginnt, wenn seinem Eingang der Bruchteil 1/v eines Ausgangssignals in der richtigen Phase zurückgeführt wird, so sollte man die Schwingneigung auf höheren Frequenzen selbst von NF-Schaltungen mit Si-Transistoren zumindest nicht ausschließen, denn schon kleine Schaltkapazitäten können die Selbsterregungsbedingung erfüllen.
Bei Ge-NF-Transistoren mit ihren niedrigen Grenzfrequenzen und den ohnehin meist nicht allzu hohen Stromverstärkungen war diese Gefahr kaum gegeben.
Was tut man nun gegen solche Erscheinungen (die man meist direkt gar nicht erkennt, da diese Frequenzen ja unhörbar sind; lediglich im Klirrfaktor oder in der Verschiebung des Arbeitspunkts wirken sie sich aus, wenn nicht bei ungünstiger Dimensionierung sogar der Transistor überlastet wird!)? Wer Si-NF-Schaltungen näher betrachtet, erkennt z. B. oft zwischen Basis und Kollektor der Vorstufentransistoren Kondensatoren von einigen hundert Pikofarad. Dadurch entsteht eine Gegenkopplung, die oft bereits zur Unterdrückung von „wilden" Schwingungen ausreicht. In anderen Fällen begegnet man kleinen HF-Drosseln im Emitterzweig, besonders von Leistungstransistoren.
Andererseits hat man es infolge der hohen Grenzfrequenz in LC-freien Verstärkern leicht, phasenreine Gegenkopplungen einzubauen, die wirklich über den gesamten NF-Bereich hinweg den Klirrfaktor der Schaltung stark herabsetzen. Nicht zuletzt daraus resultieren die dem „Germanium-Gewohnten" phantastisch anmutenden Frequenzgänge und Klirrfaktoren eisenloser Si-Verstärker.
Schaltungstechnisch bietet sich beim Zusammenfügen mehrerer Stufen oft die galvanische Kopplung an, denn der relativ hohen Basis-Emitter-Schwellspannung gemäß Bild 2 steht bei bestimmten Typen eine Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung gegenüber, die bei genügend kleinen Kollektorströmen wesentlich kleiner ist als U_{BE}. Bei diesen Typen gelingt es also, durch Öffnen des ersten Transistors den zweiten völlig zu sperren, weil man $U_{CE1} < U_{BE2\,min}$ erreichen kann.
Die Kenntnis dieses Wertes ist bei kleinen Betriebsspannungen für sinnvollen Einsatz von Bedeutung, besonders bei höheren Strömen (Bild 5 – links von den beiden Grenzkennlinien kann nicht ausgesteuert werden). Ein Beispiel: Der SS 200, der u. a. für das Ansteuern von Ziffernanzeigeröhren geschaffen wurde, hält eine entsprechend hohe U_{CE} aus, aber hat bei $I_C = 10$ mA eine U_{CEsat} von 3 V. Wesentlich besser liegt schon der SC 206 mit maximal 0,6 V bei 10 mA. Für den SF 121 wird 1 V bei 50 mA angegeben, und der SF 131 hat bei diesem Strom (50 mA) sogar maximal 1,6 V (kann aber auch bei 1,15 V liegen). Zwischen nur 0,25 V und 0,5 V schwankt dieser Wert dagegen bei 10 mA. Der SF 136 aber hat bei 10 mA maximal 0,3 V, der SS 126 bei 30 mA 0,2 bis 0,45 V, und der SF 126 bietet sogar bei 150 mA nur zwischen 0,2 V und 0,5 V! Die Erklärung liegt in der Technologie: SS 200, SC 206, SF 121 bis SF 123, SF 131 sowie z. B. SF 215 und SF 216 sind „einfache" Planartransistoren, während es sich bei SF 126 bis SF 128, bei SF 136 und bei SS 216 um Planar-Epitaxie-Transistoren handelt. Der besondere Herstellungsprozeß führt zu diesen verbesserten Eigenschaften im Kollektorkreis.
Abgesehen von dem Gewinn an Aussteuerungsbereich vor allem bei kleinen Betriebsspannungen sollte man auch nicht vergessen, daß hohe Restspannungswerte hohe (unnötige) Verluste im Transistor bedeuten, ausgedrückt durch das Produkt $I_C \cdot U_{CEsat}$.

Vor Einsatz eines Transistors in einer Schaltung mit höheren möglichen Spannungen (von der Betriebsspannung her oder auch funktionsbedingt, z. B. infolge von Induktivitäten) sind selbstverständlich die Grenzwerte des betreffenden Typs laut Datenblatt zu berücksichtigen. Während $U_{CE\,max}$ einen Wert darstellt, an den jeder Amateur sofort denkt, sollte er bei Silizium-Planar-Transistoren aber auch $U_{EB\,max}$ berücksichtigen. Ihr Wert liegt in diesem Fall meist nur bei 5 V! Das bedeutet, daß man den Transistor vor höheren Sperrspannungswerten an der Basis-Emitter-Strecke schützen muß, wenn solche Werte auftreten könnten. Eine der Möglichkeiten dafür (wenn es die Schaltung zuläßt) ist eine Diode, die antiparallel zu der diese Strecke darstellenden Diode geschaltet wird.
Diese Ausführungen zu den Besonderheiten der modernen Siliziumtransistortechnik mögen genügen. Da bei Redaktionsschluß des Bauplans Silizium-Feldeffekttransistoren aus der DDR-Fertigung zwar schon von unserer Industrie eingesetzt wurden, dem Amateur aber noch nicht in gleichem Maße zur Verfügung standen, sei diesem Bauelement erst ein späterer Bauplan gewidmet.
Einen Überblick über die Bauformen der gegenwärtig erhältlichen Silizium-Basteltransistoren gibt Bild 6.
Die folgenden Abschnitte bringen nun – im Anschluß an Meß- und Prüfhinweise – in relativ zwangloser Folge einige kleine Schaltungsbeispiele mit Si-Basteltransistoren und beschreiben entsprechende praktische Anwendungen. Sie sind so gehalten, daß der Leser auch einige Varianten daraus ableiten kann und teilweise Ergänzungen der Abschnitte untereinander entdeckt. Außerdem wird sich zeigen, daß auch der pnp-Ge-Transistor in solchen Schaltungen infolge seiner umgekehrten Zonenfolge interessante Lösungen in Verbindung mit Si-Transistoren zuläßt, also durchaus noch seine Berechtigung behält (man bedenke auch, daß dem Amateur Si-Transistoren für größere Leistungen z. Z. nur aus Importen und mit relativ hohen Preisen zur Verfügung stehen).

3. Prüftechnik für Silizium-Basteltransistoren

Der niedrige Preis nichtklassifizierter Bauelemente erlaubt es Hersteller und Handel verständlicherweise nicht, weitergehende Angaben zu machen als die über die Herkunft der Lieferung, also über den „Solltyp", dessen Parametern die ausgesonderten Exemplare nicht genügten. Im allgemeinen verhalten sie sich aber wenigstens als Transistoren – wirkliche „Leichen" sind selten und sollten eigentlich gar nicht vorkommen.
Für eine vielleicht später sich lösende Kontaktierung am Kristall z. B. sind aber weder das Herstellerwerk noch der Kleinhandel verantwortlich.
Jedenfalls muß man diese Transistoren vor Einsatz prüfen, schon wegen der Ermittlung der Stromverstärkung für einen bestimmten Arbeitspunkt. In der Reihenfolge der Wichtigkeit für den Amateur werden daher nachstehend einige Tips gegeben. Die Genauigkeit dieser Prüftechnik ist nicht besonders hoch, genügt aber den „allgemeinen Amateurbelangen".

3.1. Stromverstärkung

In der einfachen Schaltung nach Bild 7 ermittelt man die Stromverstärkung für etwa 0,4 bis 1 mA Kollektorstrom. Das reicht für alle Kleinsignalanwendungen. Es ist möglich, mit Hilfe eines Umschalters für das Instrument, einer zweiten Schalterebene des Drehschalters (oder über einen Tastenschalter) und mit Widerständen (entsprechend kleiner) auf z. B. 10 mA oder 100 mA überzugehen, was u. a. für die Bauform SF 126 nützlich wäre. Gemessen wird wie folgt: Zunächst liegt S1 auf R_S und S2 auf 0. Dann steckt man den Prüfling in die Transistorfassung des Testers. Schlägt jetzt der Zeiger des Instruments merklich aus (maximal bis Vollausschlag), so ist der Transistor ungeeignet. Bleibt der Zeiger etwa auf 0, dann schaltet man S1 nach unten und S2 in Richtung kleiner werdender Widerstandswerte, bis der Zeiger in den markierten Skalenbereich zwischen etwa 0,4 mA und 0,95 mA einpendelt. Das bedeutet dann, daß der Transistor

in die am Schalter vermerkte Stromverstärkungsgruppe einzuordnen ist. Den genauen Wert könnte man sich erforderlichenfalls ausrechnen: $\beta \approx \frac{I_C \cdot R_V}{U_B - U_{BE}}$

mit $U_{BE} \approx 0{,}6 \ldots 0{,}7$ V (genauere Meßmöglichkeit s. 3.2.);

I_C – Kollektorstrom, R_V – Widerstand an S2, U_B – Batteriespannung.

Aus Beschaffungsgründen wurden die Widerstände etwas freier gewählt, als es der genauen Bereichsstufung entspricht. Laut Katalog gilt diese Staffelung: A 18 ... 35, B 28 ... 71, C 56 ... 140, D 112 ... 280, E 224 ... 560, F 450 ... 1120. Es handelt sich also (außer innerhalb von A) um einen Zuwachsfaktor von 1:2,5 innerhalb einer Gruppe und um die Stufung 1:2 zwischen jeweils unteren und oberen Grenzwerten der Gruppen. Das ist für schaltungstechnische Anwendungen als fein genug anzusehen. Infolge der Bereichsbreite von 1:2,5 ergibt sich eine bestimmte Überlappung. Das bedeutet, daß Grenzwerte jeweils zwei Gruppen zugeordnet werden können.

3.2. Basis-Emitter-Spannung

Auch diesen Wert mißt man zweckmäßig bei etwa 1 mA Kollektorstrom (bzw. für andere Einsatzfälle bei z. B. 10 mA oder 100 mA), wobei nicht vergessen werden darf, daß infolge des Diodencharakters bei wachsendem Strom keineswegs die Spannung im gleichen Maße wächst. Bei Verwendung nur eines Meßwerkes für die I_C-Kontrolle und für die U_{BE}-Messung ist in dieser Reihenfolge zu verfahren (Bild 8): Der dem Spannungspfad des Instruments entsprechende Ersatzwiderstand wird parallel zur Basis geschaltet und der Strompfad in den Kollektorkreis (wieder zunächst mit Schutz durch R_S bei offenem S überprüfen, daß der Transistor keinen Kurzschluß aufweist). Dann stellt man mit R_V auf $I_C = 1$ mA ein (R_V z. B. 1 kΩ). Jetzt schaltet man den dem Strompfad des Instruments entsprechenden Ersatzwiderstand in den Kollektorkreis und den Spannungspfad des Instruments statt seines Innenwiderstands in den Basiskreis. Dort läßt sich U_{BE} ablesen. Das Instrument muß also die Bereiche 1 mA (oder auch z. B. 1,5 mA) und 1 V (oder z. B. 1,5 V) aufweisen. Der Vorwiderstand muß kleiner, als angegeben, gewählt werden, wenn das Instrument schlechter als 20 kΩ/V ist, denn es tritt bei oberem Anschlag des Potentiometers eine Stromteilung in folgender Weise auf: $I_{ges} = \frac{U_{Batt} - U_{BE}/1\text{ mA}}{10\text{ k}\Omega} = I_u + I_b$;

$I_u = \frac{U_{BE}}{R_{i(u)}}$; $I_b = \frac{I_C}{\beta}$ (für $\beta_{min} \approx 20$ also etwa 50 µA).

3.3. Weitere Tests

Die folgenden Messungen seien aus Platz- und Aufwandgründen nur angedeutet, bzw. es werden vereinfachte Varianten angeboten.

Die U_{CEsat}-Messung nach Bild 9 geht davon aus, daß der Transistor durch den Basisstrom so weit geöffnet wird, daß ein entsprechend gewählter Arbeitswiderstand einen Kollektorstrom von (im Beispiel) etwas weniger als 10 mA zuläßt, wobei der Arbeitspunkt infolge der „Übersteuerung" durch den bezüglich der Stromverstärkung größeren als sonst nötigen Basisstrom auf der Grenzkennlinie liegt. Man verändert R_V so lange, bis U_{CE} nicht mehr wächst. Das Instrument (Eigenstrombedarf $\leq$ 0,1 mA für genauere Messung) zeigt die für den gewählten Kollektorstrom gültige Kollektorsättigungsspannung. Der Meßpunkt ist nach Typ (s. Datenblatt) oder Einsatzfall zu wählen. Die Schaltung erfordert beim SS 200 z. B. 4 V statt 2 V, da U_{CEsat} bis zu 3 V betragen kann. Schließlich sei noch gezeigt, wie man überschlagsmäßig feststellen kann, ob der Transistor eine bestimmte Kollektorspannung noch „aushält". Bei der einfachen Messung nach Bild 10 ist darauf zu achten, daß das Produkt $I_{CEO} \cdot U_C$ unter der zulässigen Typenleistung bleibt. Das bedeutet meist eine „weichere", also sicherere Bewertung, als sie von dem laut Datenblatt zulässigen $I_{CEO\,max}$ für diese Messung festgelegt wurde (mit Hilfe von Impulsen würde man diese genaue Messung durchführen können). Aus den u. U. erforderlichen Spannungen (s. Datenblätter) läßt sich aber erkennen, daß diese Messung für Anfänger nicht gerade zu empfehlen ist.

3.4. Weitere Hinweise zu den Daten

Die Datenblätter weisen Werte für die zulässige Kollektor-Emitter- und Kollektor-Basis-Spannung (U_{CEO} und U_{CBO}) aus. Das bedeutet in beiden Fällen „Leerlauf" (0) der nicht genannten, dritten Elektrode. U_{CEO} liegt unter U_{CBO}. Man schließt aber die Basis-Emitter-Strecke meist mit einem Widerstand ab. Es gibt nun eine Übergangskennlinie, die aussagt, wann dieses „U_{CER}" praktisch die Größe von U_{CBO} erreicht. Das ist z. B. für die Reihe SF 126 bis 128 schon ab etwa 5 kΩ der Fall (dort wird bei SF 126 $U_{CER} \approx U_{CBO} = 40$ V, wobei U_{CEO} nur 20 V beträgt). Noch bei 1 MΩ kann man mit 36 V rechnen. Auch die zulässige Basis-Emitter-Spannung in Sperrichtung ist begrenzt (im allgemeinen auf 5 V). Sollte die Gefahr höherer Spannung in einer Schaltung gegeben sein (z. B. negative Impulsspitzen), so schützt man die Basis-Emitter-Strecke mit einer antiparallelgeschalteten Si-Diode (z. B. SAY-Reihe; notfalls SY 200 o. ä. benutzen, die aber „träger" ist und schnellen Impulsen nicht folgt).

4. Ein Schaltungsmosaik

4.1. Ausgangsbaustein

Für den Praktiker, der sich die Lösung von Problemen mit Hilfe elektronischer Schaltungen vorgenommen hat, beginnt diese Lösung mit der Frage nach der Art, wie seine Schaltung in die Umwelt eingreifen soll.

4.1.1. Relaisbetrieb

Bekannt sind z. B. Relais, die den Übergang zu Kreisen mit höheren Strömen und Spannungen herstellen. Je größer die zu schaltende Leistung, um so höher ist meist auch der Leistungsbedarf des Relais (kräftigere Kontakte, höhere Federkräfte, die zu überwinden sind). Einen typischen Vertreter dieser Relaisklasse, mit der sich auch Netzstromkreise schalten lassen, zeigt Bild 11. Selbstverständlich ist es nur dem fachlich dafür Ausgebildeten gestattet, unter Beachtung der erforderlichen Sicherheitsbestimmungen seine elektronischen Schaltungen in Verbindung mit netzbetriebenen Geräten einzusetzen.

Dieses Relais ist aber auch für die übrigen Amateure von Interesse, denn seine Kontakte halten bei Niederspannung einige Ampere Schaltstrom aus. Im Beispiel hat es einen Wicklungswiderstand von 58 Ω und darf an 12 V angeschlossen werden. Versuche zeigten sicheren Anzug ab etwa 5 V, so daß der treibende Schalttransistor zwischen etwa 95 mA und 200 mA bereitstellen müßte, wenn man mit Versorgungsspannungen zwischen 6 V und 12 V arbeitet und mit einer mittleren Kollektorsättigungsspannung von 0,5 V rechnet. Das bedeutet also im durchgeschalteten Zustand zwischen weniger als 50 mW und 100 mW Transistorverlustleistung. Damit ist zunächst noch der Einsatz eines SF 136 gestattet, der 200 mA und 300 mW zuläßt, aber nur dann, wenn das Ein- und Ausschalten sprungartig geschieht (ein SF 121 würde nur bei 6 V erlaubt sein wegen des zulässigen I_C von 100 mA). Nach der bekannten Beziehung $P_{max} = \frac{U^2}{4R_A}$ würde „schleichendes" Einschalten bei 6 V am Transistor 155 mW, bei 12 V aber schon 620 mW bedeuten. Eine bei 12 V mit einem solchen Relais betriebene Ausgangsstufe muß daher einen SF 126 erhalten (bzw. einen entsprechenden nichtklassifizierten Transistor dieser Fertigungstechnik). Bild 12 zeigt seine Belastbarkeit in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur des Kühlblechs. Man kann sich zwischen beiden Kurven weitere für verschiedene Kühlfälle vorstellen. Möglich sind z. B. bei Einsatz in höherer Umgebungstemperatur Kühlklötze oder Kühlschellen. Beide kann man außerdem mit möglichst gutem thermischem Kontakt auf Kühlblechen montieren. Allerdings bringen Blechgrößen über etwa 50 mm × 50 mm nicht mehr viel Gewinn. Mit guter Sicherheit kann man im Fall der genannten Maßnahmen bis zu 45 °C Umgebungstemperatur etwa 1 W zulassen.

Bezüglich der Spannungsbelastbarkeit der Kollektor-Emitter- und der Kollektor-Basis-Strecke sollte man zwei Maßnahmen treffen: Parallel zum Relais wird die übliche Schaltdiode gelegt,

die Schaltspitzen abfängt, wenn der Transistor plötzlich sperrt (allerdings ist die Schaltgeschwindigkeit der im Bastelangebot verfügbaren Dioden der SY-200-Reihe nicht sehr hoch), und zwischen Basis und Emitter kommt ein Widerstand von etwa 100 kΩ. Bild 13 erläutert beides Außerdem wurde dort auch die unter 3.4. genannte Basis-Emitter-Schutzdiode eingezeichnet.

4.1.2. Lampenbetrieb

Rechnet man mit dem für die Praxis ausreichenden Wert von etwa 0,2 R_{warm} für den Kaltwiderstand einer Niederspannungsglühlampe (Kaltleiter), so kann der Transistor Lampen nur bis zu $0{,}2 \cdot I_{Cmax}$ ($\hat{I}_{Cmax}$ = maximal zulässiger Kollektorspitzenstrom) Strombedarf treiben. Gelingt es dagegen schaltungstechnisch, den Kollektorstrom basisseitig auf den höchstzulässigen Dauerstrom zu begrenzen, so darf der SF 121 mit 100 mA und der SF 126 mit 500 mA belastet werden. Dabei sind aber die durch die Temperatur möglichen Veränderungen (U_{BE}, β!) und die maximal mögliche Betriebsspannung zu berücksichtigen. Außerdem muß man wieder an die P_{vmax} -Grenze denken: Rechnet man für „schleichendes" Einschalten in Näherung, daß die Lampe bei halber Spannung etwa 70 % ihres Nennwiderstandes hat, so ergibt sich für eine bestimmte Spannung ein maximal zulässiger Lampennennstrom von $I_{nenn} \leqq 2{,}8 \cdot \frac{P_{vmax}}{U_{Betr}}$.
Dieser Strom muß unterhalb des für den Transistor zulässigen Kollektorstroms liegen, sonst gilt wieder I_{Cmax} als Grenze!

4.1.3. Kontaktloses Schalten

Recht reizvoll ist es, einen Vorgang ohne jede Betätigung mechanischer Schaltglieder, sei es unmittelbar als Einschalter oder auch über Relais, einzuleiten. Schalttransistoren (und für größere Spannungen und Leistungen auch die dem Amateur noch weniger zugänglichen Thyristoren) gestatten solche Lösungen. Auch dabei ist aber einige Vorsicht geboten. Das zu schaltende Gerät darf selbstverständlich keinen höheren Strom aufnehmen, als ihn der Schalttransistor aushält. Beim Einschalten kann der Strom aber erheblich größer sein, denn auf jeden Fall dürfte ein Entkopplungskondensator von einigen hundert Mikrofarad erforderlich werden, damit keine Selbsterregung (über dem Innenwiderstand des Schalttransistors) eintritt. Das Einschalten ist also zweckmäßig etwas zu verzögern, damit der Ladestrom I_C nicht überschreitet. Meist wird das ohnehin schon durch die Steuerschaltung erreicht (z. B. durch Kondensatorumladung endlicher Zeit eingeleiteter Öffnungsvorgang). Geräte mit einem Strombedarf von 10 bis etwa 50 mA lassen sich unter diesen Umständen sicher noch mit dem SF 121 schalten, im übrigen empfiehlt sich wieder der SF 126. Klammert man die Ladestromstoßfrage aus, so darf der Gerätestrom bis zu 500 mA betragen.
Gelingt es, eine im Ruhezustand möglichst „stromarme" Steuerschaltung zu finden, so eignet sich der kontaktlose Einschalter sogar für Batteriegeräte.

4.1.4. Strombedarf des Ausgangstransistors

Das Ausgangskennlinienfeld beispielsweise des SF 126 läßt erkennen, daß nicht einfach für eine bei 2 V Kollektor-Emitter-Spannung und 50 mA Kollektorstrom gemessene Stromverstärkung von z. B. 50 4 mA Basisstrom für 200 mA Kollektorstrom genügen, wenn möglichst wenig Kollektorspannung über dem Transistor stehenbleiben soll. Man muß schon mehr I_B aufwenden, also den Transistor etwas übersteuern, so daß man praktisch einen Schnitt der Arbeitskennlinie des Lastwiderstands mit der Sättigungsspannungslinie (linke Begrenzung des Kennlinienfelds) erhält. Im Beispiel sollte man demnach statt 4 mA wenigstens 5 mA aufwenden. Dieser Strom wird aus der Betriebsspannung über einen entsprechenden Widerstand zugeführt. Er ist für die Spannungsdifferenz zwischen Betriebsspannung und Basis-Emitter-Spannung für den gewünschten I_B zu dimensionieren. Dabei bedenke man, daß mit sinkender Temperatur diese Spannung noch um etwa 2 mV/°C steigt. Außerdem muß berücksichtigt werden, daß gegenüber 25 °C die Stromverstärkung bei 0 °C etwa 20 % kleiner und bei 50 °C etwa 20 % größer ist. Eine bezüglich kleiner Kollektorspannung sichere Dimensionierung besteht daher für R_B gemäß

Bild 14. Sofern dieser Strom nicht direkt über R_B aus der Versorgungsspannung kommt (was in den seltensten Fällen geschieht), sondern aus den vorgeschalteten Schaltungsteilen, so ist er entsprechend dieser Sicherheitsfaktoren zu dimensionieren. Alle diese Probleme entfallen, wenn der Anwendungszweck eine höhere Restspannung über dem geöffneten Transistor zuläßt, ohne daß sein P_{vmax} überschritten wird, wodurch auch das Stromaufkommen der Steuerschaltung sinkt.

Ein Hinweis noch zur Darlington-Schaltung (Bild 15). Der Basisstrombedarf sinkt zwar um den Faktor $\frac{1}{B1}$, aber U_{BEges} ist praktisch fast doppelt so hoch wie vorher. Manchmal (bei kleinen Versorgungsspannungen) kann es geschehen, daß dann unter allen Betriebsbedingungen keine exakte (stabile) Basisstromeinspeisung mehr möglich ist! In solchem Fall hilft, sofern sein Reststrom nicht stört, oft ein pnp-Ge-Transistor, z. B. gemäß Bild 16.

4.1.5. Realisierung von Ausgangsbausteinen

Der praktische Aufbau solcher Schaltungsteile erfordert keine Erläuterungen, wenn man ohne Kühlung auskommt (Bild 12 in Abschn. 4.1.1.). Es wird meist am wirkungsvollsten sein, diesen Transistor entweder dem Ausgabeglied (Relais) oder der jeweiligen Steuerschaltung zuzuordnen, gegebenenfalls auf der Kontaktleiste montiert, wenn diese Schaltung aus Steckbausteinen besteht.

4.2. Komplementärmultivibrator mit Steuermöglichkeit als optischer oder akustischer Indikator

Der Vorzug einer Kombination von npn- und pnp-Transistoren zu einem astabilen Multivibrator (also einem Schwingungserzeuger) liegt in seinem extrem kleinen Strombedarf in den Signalpausen. Selbst eine Stromquelle kleiner Kapazität eignet sich im Bereitschaftsbetrieb für lange Zeiträume.

Durch die Schaltung nach Bild 17 fließen bei gesperrtem T1 praktisch nur der Reststrom von T2 und der hauptsächlich vom hochohmigen Widerstand zwischen Plus und Basis von T1 bestimmte Strom. Im Beispiel nach Bild 17b waren das bei Zimmertemperatur weniger als 20 µA. Der Widerstand parallel zur Basis-Emitter-Strecke (Bild 17b) bewirkt, daß nur der gegenüber I_{CEO} wesentlich kleinere I_{CER} des Germaniumtransistors fließt.

Das Prinzip der Schaltung ist aus der Literatur schon seit Jahren bekannt, dürfte aber gerade gegenwärtig auf Grund des parallelen Angebots von Germanium- und Siliziumtransistoren wieder aktuell werden. Für andere Dimensionierungen sei das Verhalten an Hand von Bild 17b kurz angedeutet: Sobald der Eingangsteiler (z. B. durch Trockenlegen der Feuchteelektroden) aufgetrennt oder genügend hochohmig wird, so daß die an der Basis-Emitter-Strecke von T1 liegende Spannung den Schwellwert übersteigt, fließt durch T1 Kollektorstrom, der auch T2 öffnet. Dadurch wächst das Potential am Kollektor von T2 nach positiven Werten, und diese Änderung teilt sich über den Rückkopplungskondensator der Basis von T1 mit, wodurch der Öffnungsvorgang beschleunigt wird. Mit Verringern des Kondensatorladestroms wird nun der Basisstrom durch T1 wieder kleiner; die Spannung über dem Kollektorwiderstand von T2 sinkt, und der Kondensator entlädt sich wieder. Das bedeutet ein schnelles Absinken des Kollektorstroms beider Transistoren. Über den Basisvorwiderstand von T1 muß sich nun der Kondensator erneut auf die Schwellspannung von T1 laden, bevor die Transistoren wieder durchlässig werden. Der Vorgang kann nur dann periodisch sein, wenn T1 nicht infolge eines für sein β und U_{Batt} zu kleinen Widerstands ständig geöffnet ist. Daher hat dieser Widerstand einen kritischen unteren Wert. Auch der Arbeitswiderstand von T1 kann nicht beliebig klein sein, sonst kommt keine Selbsterregung mehr zustande, weil die rückgeführte Spannungsänderung zu klein wird. Man erkennt, daß bereits diese „einfache" Schaltung für den Anfänger durchaus nicht so „laiensicher" ist, wie sie scheint.

Bei der Dimensionierung der beiden Fälle nach Bild 17 wird bei kleinerem β von T1 eine Verringerung des Basisvorwiderstands erforderlich sein. Ohne Kondensator darf die Lampe (Bild 17a) höchstens gerade erkennbar glimmen, sonst kommt kein Blinken zustande. Durch

Variieren der Widerstände und des Kondensators erreicht man sehr unterschiedliche Blinkfrequenzen und Leuchtzeiten innerhalb einer Periode. Bei der Dimensionierung nach Bild 17a liegen die Impulse im Bereich von 1 s.

Reizvoll ist auch der Generator nach Bild 17b. Variieren des rückkoppelnden RC-Glieds ergibt eine große Vielfalt von Klangwirkungen, die von hohem Pfeifen (1 bis 3 nF, 0 bis 10 kΩ) bis zu kaum überhörbarem Schnarren (z. B. 10 nF, 10 kΩ) reichen. Erstaunlich klein ist dabei die Stromaufnahme im Betriebsfall: Schon mit 5 bis 10 mA (das hängt u. a. vom Tastverhältnis und von der Pulsform der Schwingung ab) hört man den kleinen Lautsprecher ziemlich weit. Der Aufwand ist ebenfalls niedrig. Billige Lautsprecher erhält man manchmal schon für weniger als 4,– M (z. B. alte LP 558), ein Übertrager wird nicht gebraucht, die Transistoren kosten insgesamt höchstens 3,– M, und speisen kann man aus einem einzigen RZP2-Akku oder sogar aus einer Knopfzelle. Infolge der eingangs genannten 20 µA im Ruhezustand würde also ein RZP2-Akku theoretisch eine mehr als 10000stündige Bereitschaft ergeben (das ist natürlich nur ein hypothetischer Wert) und immerhin – je nach Exemplardaten – zwischen 50 h und 100 h Dauerton gestatten, bis die 0,5 Ah des Akkus erschöpft sind. Das signalisierte Ereignis wird daher auch noch nach 2 bis 4 Tagen gemeldet – so lange könnte man also unter Umständen abwesend sein! Diese Schaltung eignet sich damit sehr gut für die in folgendem Abschnitt behandelte Anwendung als Pflanzenwächter, aber auch für viele andere Zwecke. Da es nur darauf ankommt, die wenigen Bauelemente um den gerade verfügbaren Lautsprecher herum in einem kleinen Gehäuse anzuordnen, sei auf spezielle Bauhinweise verzichtet. Eine Gestaltungsmöglichkeit erscheint aber interessant: Man kann die Schaltung sicher im Format des Rufgenerators aus dem „Amateurelektronik-Programm" aufbauen und gewinnt einen gegenüber diesem wesentlich billigeren Baustein (denn der Übertrager wird eingespart), der sicher in vielen Fällen den Rufgenerator ersetzt und sich infolge seiner Eingangsempfindlichkeit noch vielseitiger verwenden läßt. Bild 18 zeigt einen Vorschlag für die Bestückung auf der handelsüblichen kleinen Universalleiterplatte des Systems „Komplexe Amateurelektronik". Die ergänzenden Verbindungen im Sinne von Bild 17b nimmt man außen auf der Federleiste vor und kann auf diese Weise den Baustein im jeweiligen Betriebsfall durch weitere Bauelemente variieren.

Sofern Eingangsspannungen von mehr als 5 V in Sperrichtung der Basis-Emitter-Strecke auftreten können, ist diese Diode wieder mit Hilfe einer antiparallelgeschalteten Siliziumdiode zu schützen (Germanium scheidet wegen des relativ hohen Sperrstroms aus – der Generator würde unter Umständen gar nicht schwingen).

Will man nicht das Aufheben einer „niederohmigen" Verbindung (Größenordnung bis zu einigen Kiloohm, je nach der Höhe des Vorwiderstands) als Ton signalisieren, sondern gerade ihr Entstehen (z. B. Feuchtemelder, Berührungskontakt oder auch – über Fotowiderstand – Licht, über Heißleiter eine Temperaturgrenze o. ä.), so muß der Widerstand zwischen Plus und Basis über diesen Kontakt geführt werden. Das erfordert aber gegen Fehlauslösungen eine gute Leitungsisolation; außerdem sollte man fremde Wechselspannungseinwirkung durch ein Siebglied abblocken (z. B. einige zehn Kiloohm vor den zur Basisseite führenden Anschluß legen und von dort etwa 10 bis 22 nF nach Masse). Außerdem ist es möglich, durch Serien- oder auch Parallelschaltungen unterschiedlicher Indikatoren „Und"- bzw. „Oder"-Anzeigen zu erzielen.

4.3. Anwendung: Pflanzenwächter

Es gehört zu den erfreulichen Eigenschaften der modernen Elektronik, daß sie sich auf fast jedem beliebigen Gebiet sinnvoll einsetzen läßt, oft sogar mit geringem Aufwand. Im Wohnbereich z. B. steht man häufig vor dem Problem, über den Feuchtegrad von Gegenständen Bescheid zu wissen, ohne daß man sie laufend kontrollieren möchte. Die bekanntesten Einsatzfälle für entsprechende elektronische Einrichtungen sind wohl Überlaufwarnung (Badewanne, in den Keller eingedrungenes Wasser u. ä.) und „Babysitter". In beiden Fällen wird Signalgabe beim Zustand „feucht" gewünscht. Manchmal möchte man aber gerade vom Gegenteil informiert werden. (Die im folgenden beschriebene Einrichtung kann natürlich auch für andere Zwecke modifiziert werden!)

Blattpflanzen als Bestandteile von Wohnungseinrichtungen brauchen eine bestimmte Pflege.

Mindestens erfordern sie aber, pflegeleicht auf Hydro gesetzt, gelegentliches Nachfüllen von Nährlösung oder Wasser.

Je nach Pflanzenart, Größe und Umweltbedingungen kann das Auffüllen zu ganz unterschiedlichen Zeiten erforderlich werden. Die entsprechende Kontrolle ist oft recht mühsam, und manchmal vergißt man sie. In den Töpfen angebrachte Fühler gestatten eine teilautomatische, ständige Kontrolle mit Signalisierung zu tief gesunkener Pegel. Allerdings wird man den günstigsten Einsatz der Fühlerelektroden (meist Graphitstäbe aus alten Taschenlampenbatterien) im Einzelfall selbst erproben müssen. Für alles übrige aber sorgt die im folgenden beschriebene Einrichtung.

Die Überwachung kann seriell oder parallel geschehen (Bild 19). „Seriell" bedeutet, daß die in Serie geschalteten Fühlerelektroden dann Alarm auslösen, wenn auch nur eine von ihnen infolge zu tief gesunkenen Flüssigkeitspegels keinen Kontakt mehr gibt. Da es aber gerade vermieden werden soll, daß man nun alle Töpfe manuell überprüft, erhält die Einrichtung eine Abfrageschaltung. Im einfachsten Fall überbrückt man nacheinander jedes Fühlerpaar in der „Zentrale", bis der Alarmgeber gefunden ist. Es dürfte zwar wenig wahrscheinlich sein, daß 2 Töpfe gleichzeitig ihr Flüssigkeitsmindestniveau unterschritten haben, doch ist aus dieser Möglichkeit heraus die einfache Abfrageschaltung noch nicht befriedigend. Gemäß Bild 20 genügt aber ein geringer Mehraufwand, um statt der Signallöschung durch Überbrücken direkt eine Durchgangsprobe vornehmen zu können, für die sich die Signaleinrichtung heranziehen läßt. Sie bleibt bei dem Topf auf „Alarm", dessen Elektroden von dem gesunkenen Flüssigkeitsspiegel nicht mehr erreicht werden.

Nachteilig ist bei beiden Verfahren der hohe Aufwand an Leitungen zur „Zentrale". Er läßt sich auch beim Parallelverfahren nur im Fall des Einsatzes von dezentralen Batterien als Stromquellen umgehen. Das gibt bei Verwendung von RZP2-Akkus auch eine längere Funktionsgarantie (Zink-Kohle-Elemente dürften in der doch etwas feuchten Luft schnell unbrauchbar werden). Anderenfalls erhält jeder Topf seine Energie von der Zentralquelle. Die Batteriemethode jedenfalls setzt Anwesenheit voraus, wenn der Alarm beginnt. Im Fall optischer Signalisierung ist der Akku sonst bei einer 1,8-V/0,2-A-Lampe in etwa 2 h leer. Die Schaltung nach Bild 17b dagegen bringt, wie schon erläutert, mindestens 2 Tage Daueralarm und dürfte damit die optimale Lösung der Aufgabe sein.

4.4. Der monostabile Multivibrator – eine vielseitig einsetzbare Baugruppe

Werden zum Aufbau von Multivibratoren ausschließlich Siliziumtransistoren verwendet, so ergeben bereits wenige Bauelemente betriebssichere Schaltungen hohen Anwendungsgrads. Bild 21 zeigt eine solche Schaltung im Prinzip. Transistor T1 ist im Ruhezustand über R1 voll durchgesteuert. Die Spannung zwischen Kollektor und Emitter nimmt dabei im Sättigungsbetrieb Werte bis zu 0,1 V herab an. Sie ist auf jeden Fall wesentlich kleiner als die Basis-Emitter-Schleusenspannung von T2. Die Basis von T2 kann also direkt mit dem Kollektor von T1 verbunden werden. Im Ruhezustand, bei für den Strom voll durchlässigem Transistor, ist daher T2 gesperrt. Zwischen Emitter und Kollektor dieses Transistors liegt fast die volle Betriebsspannung. Der Kondensator C ist entsprechend den Spannungsverhältnissen zwischen der Basis von T1 und dem Kollektor von T2 aufgeladen. Fürt man der Basis von T1 einen negativen Impuls zu, dann sperrt dieser Impuls kurzzeitig den Transistor. Über R2 wird daher T2 voll durchgesteuert, so daß die Spannung über seiner Kollektor-Emitter-Strecke sehr klein wird. Das bewirkt sofortiges Umladen von C. Nach Abklingen des negativen Eingangsimpulses an der Basis von T1 kann dieser Transistor über R1 nicht sofort wieder durchgesteuert werden, weil sich über R1 zunächst der Kondensator aufladen muß. Die Zeit, bis T1 für den Kollektorstrom wieder voll durchlässig ist, hängt hauptsächlich von den Werten von R1 und C ab (Zeitkonstante $\tau \approx C \cdot R1$). Die niedrigen Kollektorrestströme von Siliziumtransistoren gestatten dabei (weil R2 dadurch sehr groß sein darf) die Verwendung hoher Widerstandswerte für R1, so daß man mit relativ geringen Kapazitäten und deshalb mit kleinen Abmessungen für den Kondensator C auskommt.

Solche einfachen Multivibratorschaltungen lassen sich auf kleinstem Raum als gedruckte Schal-

tung aufbauen. Der Amateur kann sie auf vielfältigste Weise einsetzen. Die folgenden Abschnitte sollen das beweisen.

4.4.1. Berührungsempfindlicher Zeitschalter mit monostabilem Multivibrator

Kern dieser Schaltung ist der in Bild 21 vorgestellte monostabile Multivibrator. Im Eingang des berührungsempfindlichen Schalters nach Bild 22 befindet sich eine Kollektorstufe mit dem Transistor T1. Diese Stufe arbeitet ohne Basisvorspannung. An ihre Basis ist der Kondensator C1 angeschlossen, der in Verbindung mit einer Metallfläche steht. Berührt man diese mit B bezeichnete Fläche, dann löst die auf diese Weise dem Kondensator zugeführte Spannung (Ergebnis der immer vorhandenen Wechselfelder, z. B. Rundfunksender und „Netzbrumm") den Schalter aus. Die Existenz solcher Felder hat sicher jeder bereits festgestellt, wenn z. B. der Tonabnehmereingang eines Rundfunkempfängers bei aufgedrehtem Lautstärkepotentiometer berührt und daraufhin im Lautsprecher des Geräts Netzbrummen oder auch der Ortssender gehört wurde (sogar bei netzunabhängigen Geräten). T1 wirkt als Impedanzwandler; infolge seines hochohmigen Eingangs genügt ein kleiner Koppelkondensator. An seinem Ausgang (Emitter) steht das Signal daher mit kleinem Quellwiderstand zur Verfügung. Über C2 gelangt es zur Basis von T2 und läßt den Multivibrator vom stabilen Zustand in den unstabilen „umkippen". T2 ist dabei gesperrt und T3 durchgesteuert. In diesem Zustand verbleibt die Schaltung so lange, bis C3 über R2 wieder aufgeladen ist. Am Verbindungspunkt zwischen dem Widerstand R4 und dem Kollektor des Transistors T3 kann über R5 eine Auswerteschaltung angeschlossen werden. Im Beispiel besteht sie aus dem Transistor T4, in dessen Kollektorkreis ein Relais (Rel) liegt. Über seine Kontakte kann man die verschiedenartigsten Geräte aus- oder einschalten. Da im Beispiel für T4 ein Germaniumtransistor benutzt wurde, der die Zonenfolge pnp hat, ist das Relais immer dann erregt, wenn sich der Multivibrator im Arbeitszustand (im instabilen Zustand) befindet. Das hat den Vorteil, daß die Schaltung im Ruhezustand einen äußerst geringen Strombedarf aufweist, der hauptsächlich vom Widerstand R3 bestimmt wird.

Bild 23 zeigt eine Möglichkeit für den praktischen Aufbau der Schaltung auf einer Leiterplatte vom Format 35 mm × 50 mm. Bild 24 gibt die Leitungsführung sowie den Bestückungsplan wieder.

Bei Einsatz von Transistoren hoher Stromverstärkung (um 200) ergibt sich eine hohe Empfindlichkeit. Wird der Eingang über C1 mit einer großflächigen Metallelektrode in Verbindung gebracht, dann können unter Umständen bereits die im Raum herrschenden Wechselfelder (Netz, Rundfunksender) durch kapazitive Einkopplung den Schalter ansprechen lassen. Daß man die Berührungsfläche von Erdpotential isolieren muß, dürfte selbstverständlich sein. Befindet sich die Berührungsfläche weit entfernt vom eigentlichen Schalter, so kann auch die Leitung unerwünschte Störungen aufnehmen. In solchen Fällen ordne man wenigstens T1 zusammen mit C1 und R1 dicht neben oder hinter der Berührungsfläche an. Außerdem sollte man die Zuleitung als Schirmkabel ausführen (Außenmantel an Minus). Falls die Schaltung dennoch zu empfindlich bleibt, ist ein Widerstand zwischen Basis von T1 und Masse anzuordnen, dessen Größe man erproben muß.

4.4.2. Monostabiler Zeitschalter für Handauslösung

Für einige Zwecke ist ein Zeitschalter mit Handauslösung erforderlich. Dafür eignet sich z. B. die vereinfachte Schaltung nach Bild 25. Bei der Dimensionierung ist folgendes zu beachten: R1 muß man so dimensionieren, daß T1 bei angeschlossenem Kondensator C (Kondensatorleckstrom beachten!) bis ins Sättigungsgebiet durchsteuert. R2 ist so zu wählen, daß T2 bei gesperrtem Transistor T1 voll durchgesteuert wird. Der Transistor T2 muß dem Strombedarf des Relais angepaßt sein. Im Mustergerät wurde für T1 ein Miniplast-Basteltransistor mit $\beta \approx 200$ eingesetzt und für T2 ein Basteltransistor ähnlich SF 126 bis 128 (β ebenfalls etwa 200).

Der Zeitschalter kann auch auf andere Weise betätigt werden. Schließt man z. B. kurzzeitig einen zwischen Kollektor und Emitter von T2 angebrachten Schalter, so wird der Kondensator C sofort entladen.

Der praktische Aufbau des Schalters kann wieder auf einer Leiterplatte erfolgen. Der Einbau in ein dem Zweck entsprechendes Gehäuse richtet sich nach dem Einsatzfall.

4.4.3. Einsatzmöglichkeiten des monostabilen Multivibrators als Zeitschalter

Die folgenden Anregungen sollen die Vielseitigkeit des monostabilen Multivibrators zeigen.

Längere Signalgabe nach kurzer Betätigung

Oft soll ein kurzes Eingangssignal zeitlich so verlängert werden, daß die Signalgabe mehrere Sekunden oder auch Minuten hörbar oder sichtbar wird. Dazu erhält der Multivibrator am Ausgang einen Schalttransistor, in dessen Kollektorkreis die Versorgungsspannungsanschlüsse eines Tongenerators liegen. Seine Versorgungsspannung muß allerdings der des Multivibrators und der zulässigen Kollektorspannung des Schalttransistors angepaßt sein (Bild 26). Der Ausgang des Tongenerators wird mit einem Lautsprecher verbunden. Für die Dauer des instabilen Schaltzustands des Multivibrators gibt die Anordnung einen Ton ab, wenn man den Eingang des Multivibrators kurzzeitig durch einen entsprechenden Impuls erregt. Man kann z. B. dem Multivibrator eine Verstärkerstufe vorsetzen (Bild 22) und an der Haustür statt eines Klingelknopfes eine kleine Metallfläche anbringen. Berühren dieser Fläche löst ein Signal aus, dessen Dauer nicht von der Berührungszeit abhängt.
Eine weitere Anwendung besteht darin, an den Multivibrator als Impulsquellen licht- oder schallempfindliche Bauelemente anzuschließen. Dabei muß man berücksichtigen, daß durch geeignete Impulsformerschaltungen (Schmitt-Trigger) eine für den Multivibrator verwertbare Impulsform erzeugt wird. Doch das sind schon Anregungen für den fortgeschrittenen Leser.

Multivibratoren als Zählkette

Bild 27 deutet die Verkettung von 3 Multivibratoren zu einer Schaltkette (Zählkette) an. Alle Multivibratoren sind durch Kondensatoren zu einem Schalt- oder Zählring verbunden. Nach dem Einschalten befinden sich alle Multivibratoren im Ruhezustand. Wird dem 1. Multivibrator (MMV 1) ein negativer Impuls zugeführt, so schaltet er in seinen instabilen Zustand um. Nach Ablauf der von den Widerständen und Kondensatoren des Multivibrators abhängigen Schaltzeit kippt MMV 1 in den Ruhezustand zurück und überträgt über den Ausgangskondensator den Schaltimpuls auf den 2. Multivibrator (MMV 2), der nun in seinen instabilen Zustand kippt und nach Ablauf der Schaltzeit seinerseits einen Ausgangsimpuls über einen Kondensator auf den 3. Multivibrator gibt. Nun schaltet dieser Multivibrator und überträgt beim Zurückkippen einen Impuls auf den Eingang des 1. Multivibrators. In diesem Ring wird der Impuls fortlaufend übertragen. Der zeitliche Ablauf läßt sich durch entsprechende Dimensionierung der Multivibratoren variieren. Ordnet man den einzelnen Multivibratoren Schaltstufen zu, so können dort angeschlossene Lampen oder Relais die Zustände anzeigen oder auswerten.

Monostabile Multivibratoren als Frequenzteiler (Untersetzer)

Werden mehrere Multivibratoren entsprechend Bild 28 miteinander gekoppelt, dann läßt sich eine dem 1. Multivibrator zugeführte Frequenz teilen. Dazu kann man z. B. eine über einen Transformator aus dem Wechselstromlichtnetz (50 Hz) gewonnene Spannung in einer geeigneten Schaltung in eine Folge von Impulsen ausreichender Flankensteilheit verwandeln und damit den 1. Multivibrator ansteuern. Sein Zeitglied muß so dimensioniert werden, daß es den unstabilen Zustand nicht ganz 5 Perioden der Lichtnetzfrequenz lang hält. Auf diese Art wird eine Frequenzteilung von 5:1 erreicht. Der 2. Multivibrator teilt die Ausgangsimpulse des 1. bei entsprechender Dimensionierung nochmals 5:1, so daß an seinem Ausgang eine Impulsfolge der Frequenz 2 Hz entnommen werden kann, die nochmals einem Multivibrator zugeführt wird, der nach einer Teilung im Verhältnis 2:1 1-Hz-Impulse abgibt und beispielsweise ein elektromechanisches Zählwerk (Telefongesprächszähler) betätigen kann. Dieser Zähler zeigt dann Sekunden in fortlaufender Zählung an. Die Genauigkeit eines solchen Frequenzteilers ist von der Konstanz der Netzfrequenz abhängig. Das Beispiel sollte ebenfalls nur als Anregung für Fortgeschrittene dienen; auf eine Dimensionierung wird deshalb verzichtet. Bild 29 zeigt einen praktisch aufgebauten Teiler mit 3 monostabilen Multivibratoren. Die richtigen Teilerverhältnisse stellt man mit den als Stellpotentiometer ausgeführten Basiswiderständen ein.

Der monostabile Multivibrator wird zum astabilen Multivibrator

Wählt man den Basiswiderstand R1 gemäß Bild 21 im Wert zu hoch (z. B. einige Megaohm groß), dann wird der Transistor nicht mehr voll durchgesteuert, und der Multivibrator zeigt

astabiles Verhalten. Er geht also in einen sich periodisch öffnenden und schließenden Schalter über. Den gleichen Effekt erreicht man, wenn man parallel zur Basis-Emitter-Strecke des 1. Transistors einen Widerstand geeigneter Größe schaltet. In diesem Fall ergibt sich Spannungsteilung zwischen R1 und dem zugefügten Widerstand. Auch dadurch kann der Transistor nicht mehr voll durchgesteuert werden.
Anwendungsmöglichkeiten des astabilen Multivibrators als Prüfgenerator oder Blinker sind dem Amateur genügend bekannt (vgl. auch die spezielle Form des astabilen Multivibrators mit komplementären Transistoren in Abschn. 4.2.).

4.5. Der bistabile Multivibrator als Ein- und Ausschalter mit Berührungskontakten

Im Gegensatz zum monostabilen Multivibrator, der nach Betätigung, nach Ablauf einer von seiner Zeitkonstanten abhängigen Zeit, selbsttätig in seinen stabilen Zustand zurückkippt, und zum astabilen, der keinen stabilen Zustand aufweist, sondern dauernd schwingt, haben bistabile Multivibratoren 2 stabile Zustände. Bild 30 zeigt einen solchen bistabilen Multivibrator. Wird der BMV symmetrisch aufgebaut und sind die Parameter der beiden Transistoren annähernd gleich (u. a. gehören dazu gleiche Stromverstärkungsfaktoren), so kann bei Anlegen der Betriebsspannung U_B nicht vorausgesagt werden, welcher der beiden Transistoren leitend und welcher gesperrt ist. Als Beispiel sei angenommen, daß nach dem Einschalten T1 voll durchsteuert, weil die Basis von T1 über R3 und R1 genügend Basisstrom erhält. In diesem Zustand mißt man zwischen Kollektor und Emitter des Transistors nur eine geringe Spannung von (typenabhängig und exemplarbedingt) wenigen hundert Millivolt. An dieser geringen Spannung liegt R4. Diese Spannung befindet sich unter der, die zum Öffnen von T2 notwendig ist. Deshalb sperrt T2. Zwischen Kollektor und Emitter dieses Transistors liegt also fast die volle Betriebsspannung (von dem durch den Basisstrom durch T1 bedingten Spannungsabfall über R3 abgesehen).
Wird jetzt der Basis von T1 ein negativer Impuls zugeführt, so bewirkt dieser, daß T1 sofort sperrt. Damit erscheint zwischen Kollektor und Emitter von T1 fast die volle Betriebsspannung, so daß über R4 die Basis von T2 einen ausreichend großen Strom erhält, der diesen Transistor voll durchsteuert. Die Spannung am Kollektor des Transistors sinkt daher sofort auf den Sättigungswert herab, so daß R1 an einer Spannung liegt, die kleiner als die Mindestspannung der Basis-Emitter-Strecke von T1 ist. T1 bleibt deshalb auch nach Abklingen des Impulses an seiner Basis gesperrt. Der bistabile Multivibrator hat jetzt seinen zweiten stabilen Zustand eingenommen. Wird der Basis von T2 ein negativer Impuls zugeführt, so kippt die Schaltung in den ursprünglichen Zustand zurück. Das erreicht man auch, wenn statt eines negativen Impulses an der Basis von T2 an der Basis von T1 ein positiver Impuls ankommt. An die Basisanschlüsse der beiden Transistoren lassen sich jetzt 2 der in Abschnitt 4.4.1. geschilderten Vorstufen mit Berührungsflächen an den Eingängen anschließen. Berührt man eine der Flächen, so schaltet dadurch der BMV in die der Seite entsprechende Richtung um. Die Schaltzustände können mit Hilfe je eines Schalttransistors und eines Relais (im Kollektorkreis des Schalttransistors) ähnlich 4.4.1. ausgewertet werden. Bild 31 zeigt eine Schaltung, die so stark vereinfacht wurde, daß nochmals 4 Bauelemente, nämlich die Emitterwiderstände der Vorstufentransistoren und die Koppelwiderstände zwischen Vorstufe und Basis der Transistoren des BMV, wegfallen können. Parallel zum Relais wird wie üblich zum Schutz des Transistors vor Induktionsspannungsspitzen eine Diode angeschlossen.
Die Schaltung arbeitet wie folgt: Nach Einschalten der Spannung ist einer der beiden Transistoren (T2, T3) gesperrt, der andere leitend. Beispielsweise sei T2 voll durchgesteuert, so daß zwischen Kollektor und Emitter von T2 nur die geringe Sättigungsspannung steht. Sie vermag weder T3 durchzusteuern noch über R5 den Schalttransistor T5. Das Relais (Rel) zieht deshalb nicht an. Gelangt jetzt durch Berühren der Fläche E über C1 ein Wechselfeld an die Basis des Transistors T1, dann wird dieser Transistor so weit aufgesteuert, daß er T2 sperrt. Die als BMV arbeitenden Transistoren T2 und T3 nehmen ihren zweiten stabilen Zustand ein, d. h., T2 sperrt, und über R2 und R4 erhält T3 genügend Basisstrom, so daß er voll durchgesteuert ist. Gleichzeitig kann über R2 und R5 T5 in den leitenden Zustand gebracht werden, so daß Rel zieht. Über seine Kontakte läßt sich nun ein beliebiges Gerät ein- oder ausschalten. Wird die Fläche A berührt, so schaltet der BMV wieder in den anderen stabilen Zustand um.

Diese einfache Schaltung ist noch relativ unvollkommen, was aber für anspruchslose Anwendungen wenig stört. Zur Herabsetzung der Eingangsempfindlichkeit bei großen Störfeldern gelten die gleichen Gesichtspunkte wie bei der Schaltung mit monostabilem Multivibrator. (Wie bereits angedeutet, lassen sich auch die gleichen Eingangsschaltungen wie bei diesem verwenden.) Für manche Anwendungen empfiehlt es sich, Eingangstransistoren und Basiseingänge des BMV durch Koppelkondensatoren zu trennen. Bild 32 zeigt einen Leiterplattenvorschlag für den vorstehend beschriebenen bistabilen Berührungsschalter.
Diese Schaltung ist auch für andere Zwecke geeignet. Je nachdem, durch welches Ereignis die Eingangsimpulse erzeugt werden, kann wiederum Reaktion auf Lichtschwankung, Lautstärkeänderung, Feuchtigkeits- oder Temperatureinfluß erfolgen.

4.6. Lichtempfindliche Schaltungen

Getreu dem „Mosaik"-Motto dieses Bauplans sollen im folgenden wieder zwanglos Beispiele beschrieben werden, die für die bekannten Anwendungen „Lichtschranke" und „Dämmerungsschalter" stehen. Statt der im Kollektorkreis jeweils angebrachten Lampe kann selbstverständlich auch ein Relais entsprechender Daten geschaltet werden. Für die Umsetzung von Lichtsignalen in elektrische Ströme kommen Selenelement, Fotowiderstand, Fotodiode (als Element oder als Widerstand geschaltet) sowie Fototransistor in Frage. Während die verfügbaren Urspannungen bei Selenelement und bei als Element geschalteter Fotodiode in der Größenordnung von nur 100 mV (bei Selen etwas mehr) liegen (man würde also die Basis-Emitter-Schwellspannung ohne zusätzliche positive Vorspannung nicht erreichen), ergeben sich im Betrieb als Fotowiderstand schon bei kleinen Hilfsspannungen (ab etwa 1 V) günstige Basisstromwerte. Ein Selenelement läßt sich in einer solchen Schaltung ebenfalls einsetzen. Sehr günstig sind auch Fotowiderstände, die ohne Licht im Megaohmbereich und bei genügend heller Beleuchtung im Kiloohmbereich liegen.
Bild 33 zeigt 2 Anschlußmöglichkeiten lichtempfindlicher Bauelemente an den Eingang der Schaltung nach Bild 17a. Sie blinkt dann bei „hell" und geht im Dunkeln auf Dauerlicht über. Entfernt man den Elektrolytkondensator, so unterbleibt das Blinken. Den Ausgangskreis muß man entsprechend den Regeln in 4.1. überlastungssicher dimensionieren, da der Übergang von hell nach dunkel bezüglich der Lampe stetig ist, so daß der Transistor im Übergangsbereich erheblich belastet werden kann.
Die Schaltung nach Bild 34 und 35 enthält in der 2. Stufe einen pnp-Germaniumtransistor. Damit kehrt sich ihr Verhalten bezüglich Eingangsspannung gegenüber der nach Bild 33 um: Bei Anschalten des Fotowiderstands im Sinn von Bild 34 leuchtet die Lampe, wenn es hell ist. (Mögliche Anwendung: Durch eine Taschenlampe ausgelöste Beleuchtung eines dunklen Raumes hält sich anschließend selbst in Betrieb.) Den Effekt „hell bei dunkel" erreicht man mit der Schaltung nach Bild 35. Der Teiler muß so dimensioniert sein, daß bei der gewünschten Ansprechhelligkeit gerade die Schwellspannung des Transistors erreicht ist. Für höhere Ansprüche bezüglich Temperaturkonstanz muß man, wie weiter vorn angedeutet, die Teilerspannung mit Hilfe einer Siliziumdiode im gleichen Sinne von der Temperatur abhängig machen.
Bild 36 zeigt den vollständigen Stromlaufplan einer Lichtschrankenanlage, die beim Passieren eines Gegenstands durch den Strahlengang Alarm mit Selbsthaltung auslöst. Ein im Hause bereits vorhandener Klingeltransformator (nur für trockene Räume!) versorgt sowohl die lichtempfindliche Schaltung als auch die Lampe der Lichtschranke, deren Strombedarf den Transformator nicht überfordern darf. Der eingesetzte Transistor sollte eine möglichst hohe Stromverstärkung (z. B. 200) haben. Die Ansprechgrenze wird außer von dieser von der Lampenhelligkeit bestimmt. Eine originelle Anwendung fand eine solche Anlage zur Signalisierung einer heimkehrenden Brieftaube innerhalb eines Flugwettbewerbs.
Einige Hinweise für Realisierung und Bedienung:
Der z. B. mit einem schwarzen Papptubus vor Fremdlichteinfall genügend abgeschirmte Fotowiderstand (oder die Fotodiode) befindet sich an der einen Seite des Einflugloches, die Lampe auf der anderen. Beide Teile sind stabil zu montieren. Die Lampe kann in einem Stabtaschenlampengehäuse montiert werden, so daß sie durch einen Reflektor gerichtetes Licht abgibt. Auf der Empfängerseite empfiehlt sich bei größeren Entfernungen oder höherem Fremdlichtanteil eine Sammellinse; dafür muß man dann die Schaltung am Potentiometer auf weniger

empfindlich einstellen. Größere Öffnungen sichert man mit 2 in Serie geschalteten Fotowiderständen und mit 2 Lampen. Durch die Serienschaltung signalisiert die Anlage den Ausfall einer Lampe, durch den die Öffnung nicht mehr genügend überwacht wäre. Mit S1 schaltet man die Anlage ein, was zunächst Alarm auslöst. Dann drückt man kurz die Taste Ta1. Sofern die Lampe leuchtet und ihr Strahl das lichtempfindliche Organ trifft, zieht jetzt Rel, und die Klingel verstummt. Alarm wird auch bei kurzzeitigem Unterbrechen des Lichtstrahls durch einen Fremdkörper ausgelöst. Dadurch fällt nämlich Rel ab, und der Klingelstromkreis wird über den Ruhekontakt zum Daueralarm geschlossen. Mit Ta1 stellt man wieder Bereitschaft ein. Das Klingeln bleibt aber nur aus, wenn der Fremdkörper inzwischen den Strahl verlassen hat. Es ist möglich, die Anlage mit der Hausklingel zu koppeln, so daß man weder eine zusätzliche Klingel noch einen Transformator braucht. Ta 2 deutet an, wo dann der Hausklingelknopf bezüglich der übrigen Schaltung liegt. Der Einbau des elektronischen Teils der Anlage einschließlich des Gleichrichterteils kann z. B. in eine Kühlschrankdose oder in einen aus den Gehäuseteilen des Systems „Komplexe Amateurelektronik" zusammengesetzten Behälter (vgl. Bild 37) vorgenommen werden.
Für die Lichtschranke läßt sich auch ein Selen-Fotoelement einsetzen. Selen-Fotoelemente kann man, sobald die eingeleiteten Absprachen zwischen Hersteller und Fachhandel wirksam werden, zunächst im RFT-Amateur Berlin, Kastanienallee und über das Versandhaus Halberstadt beziehen (etwa ab September 1971, Typ SeH 13 × 26; ungefährer Preis 5,50 M).
Bei höheren Forderungen an die Ansprechgenauigkeit, vor allem aber zur Vermeidung des unschönen „schleichenden" Übergangs (der nur bei Lichtschranken nicht stört) wählt man einen Schwellwertschalter in Form eines Schmitt-Triggers. Solche Schaltungen, teilweise mit Siliziumtransistoren realisiert und z. B. unmittelbar als Kfz.-Parklichtautomatik ohne Relais geeignet, enthält Originalbauplan Nr. 13 („System Komplexe Amateurelektronik").

4.7. NF-Verstärkerschaltungen mit galvanisch gekoppelten Transistoren

4.7.1. 3stufiger, direktgekoppelter NF-Verstärker

Der Verstärker nach Bild 38 läßt sich mit einem Minimum an Bauelementen auf kleinstem Raum aufbauen. Die angegebenen Widerstände sind nur als Richtwerte zu betrachten, weil sie stark von den Parametern der verwendeten Transistoren abhängen, besonders vom Stromverstärkungsfaktor. Solch eine einfach erscheinende Transistorschaltung erfordert meist einen größeren Aufwand an Berechnungen und Messungen als die sonst üblichen RC-gekoppelten mit Spannungsteilern an der Basis und mit Emitterwiderständen. Es wird vorausgesetzt, daß der Amateur im Besitz eines Spannungsmessers mit möglichst hohem Innenwiderstand ist (z. B. 20 kΩ/V). In diesem Fall kann der Verstärker nach folgender Methode dimensioniert werden: R4 und die Transistoren T1, T2 und T3 werden angeschlossen. Die Basis-Emitter-Strecke von T1 schließt man kurz, so daß T1 dann mit Sicherheit nicht leitend ist. Nun werden für R3 verschiedene Widerstandswerte erprobt (Einstellpotentiometer verwenden!). Dabei mißt man die Spannung zwischen Kollektor und Emitter von T3. Auf Grund dieser Messung wählt man einen solchen Festwiderstand für R3, daß T3 gerade voll durchgesteuert wird. Für diesen Fall liest man am Instrument nahezu den Sättigungswert der Kollektorspannung ab, also nur einige hundert Millivolt. R3 und R4 bleiben nun fest in der Schaltung. Als nächstes erprobt man dann einige Widerstandswerte für R2. Wieder wird die Spannung an der Kollektor-Emitter-Strecke von T3 gemessen. Für R2 lötet man einen solchen Wert in die Schaltung ein, für den das angeschlossene Meßinstrument am Kollektor von T3 fast die volle Betriebsspannung anzeigt. R2 muß nämlich den Transistor T2 voll durchsteuern, so daß die Spannung der Kollektor-Emitter-Strecke von T2 kleiner als die Schleusenspannung von T3 wird. Als letztes ermittelt man einen geeigneten Widerstand für R1. Er ist dann richtig, wenn an der Kollektor-Emitter-Strecke von T3 annähernd die halbe Betriebsspannung abfällt.
Fehlen geeignete Meßmittel, dann sollte man versuchen, Transistoren mit einem Stromverstärkungsfaktor von etwa 100 zu verwenden, denn dafür gelten die in Bild 38 eingetragenen Werte. Lediglich R1 (und evtl. R2) ermittelt man dann nach Gehör. Dazu führt man dem Eingang des Verstärkers ein Signal zu (z. B. Mikrofon anschließen) und hört es am Ausgang mit einem hochohmigen Kopfhörer ab. Selbstverständlich läßt sich damit nicht das Optimum erreichen.

4.7.2. 2stufiger NF-Verstärker mit Gegenkopplung

Bild 39 zeigt einen vielseitig anwendbaren 2stufigen NF-Verstärker. Er ist besonders als Mikrofonvorverstärker geeignet, aber auch als Telefonadapter oder für ähnliche Zwecke, bei denen man eine geringe Eingangsspannung auf einen Mindestpegel anheben muß. Die Dimensionierung des Verstärkers läßt sich aus dem Bild ersehen. Lediglich R1 muß ermittelt werden. Dazu schaltet man einen Spannungsmesser parallel zu R3. R1 wird so groß gewählt, daß an R3 etwas mehr als die Hälfte der Betriebsspannung erscheint. Fehlen geeignete Meßmittel, so kann man auch bei dieser Schaltung nach Gehör arbeiten. Bei dieser Einstellung muß die in der Schaltung gestrichelt angedeutete Verbindung vorhanden sein (Brücke zwischen x und E2). An den Eingang läßt sich dann beispielsweise ein dynamisches Mikrofon zwischen E1 und Nullpotential anschließen. Eine Induktionsspule als Telefonadapter fügt man dagegen besser in Reihe mit dem Basisvorwiderstand R1 statt der gestrichelten Brücke ein. Dafür wird dann E1 mit Nullpotential verbunden.
Auch dieser einfache Verstärker läßt sich noch variieren. Statt des Widerstands R3 kann man z. B. einen Kopf- oder Ohrhörer anschließen (z. B. KN 04). Parallel dazu sollte ein Kondensator von 5 bis 10 nF liegen. T1 kann man zusätzlich stabilisieren (Widerstand von etwa 3,9 bis 4,7 kΩ zwischen Emitter und Nullpotential einfügen).
Der Verstärker läßt sich ebenfalls als gedruckte Schaltung aufbauen, wobei Einsatz als Vorverstärker in einem Schirmgehäuse zu empfehlen ist. Dafür ist Blech oder kupferkaschiertes Hartpapier geeignet.

4.8. Leistungsfähiger Einkreisempfänger

4.8.1. Schaltung

Im Originalbauplan Nr. 15 „Transistorkleinstempfänger mini 1 und mini 2" wurde ein Einkreisempfänger mit Ge-Transistoren beschrieben, der mit 1,5 V arbeitet und bei dem zur erhöhten Stufenverstärkung teilweise die Darlington-Schaltung benutzt wird. Würde man bei Siliziumtransistoren im Fall kleiner Betriebsspannung ebenso verfahren, so ergäben sich Schwierigkeiten bei der Arbeitspunkteinstellung, denn eine Serienschaltung von 2 Basis-Emitter-Strecken hat bereits einen Bedarf an Basis-Emitter-Spannung von mehr als 1 V. Dagegen lassen sich aber leichter Si-Basteltransistoren mit hoher Stromverstärkung finden, so daß jede Stufe nur einen einzigen Transistor braucht. Dadurch können solche Schaltungen ebenfalls an niedrigen Batteriespannungen betrieben werden.
Die Schaltung nach Bild 40 beginnt mit einem Audion, dem ein 3stufiger, galvanisch gekoppelter NF-Verstärker folgt. Da es keine Reststromprobleme gibt, wenn die Transistoren in dieser Hinsicht einwandfrei sind, konnten relativ hohe Werte für die Arbeitswiderstände gewählt werden. Sie sind nach oben zu begrenzt durch die mit sinkendem Kollektorstrom abnehmende Stromverstärkung und wegen der zunehmenden Fehlanpassung zur nächsten Stufe. Für die Einstellung des NF-Teils gilt sinngemäß Abschnitt 4.7.1. Die in der Schaltung angegebenen Werte beziehen sich auf folgende Stromverstärkungsbereiche: T1 beliebig über 30, T2 30 bis 100, T3 50 bis 100, T4 100 bis 300. Kleinere Werte bei T4 ergeben geringeren Maximalstrom, so daß der Arbeitspunkt niedriger liegen muß. Dadurch wird die erreichbare Ausgangsleistung kleiner. Im Muster wurde mit Hilfe des Basisspannungsteilers für T2 (zunächst mit Potentiometer 500 kΩ ermittelt) bei 2,7 V Batteriespannung (mittlerer Betriebswert von 2 Monozellen) ein Arbeitspunktstrom von etwa 30 mA eingestellt. Die gegenüber 4.7.1. abweichenden Schaltungseinzelheiten im NF-Teil sind durch den direkt angekoppelten, relativ niederohmigen Lautsprecher bedingt und durch die Tatsache, daß im NF-Teil zwischen Ausgang Audion und Ausgang Endstufe unerwünschte HF-Spannungsreste so weit gedämpft werden müssen, daß sie nicht zur Selbsterregung führen können. Die Selbsterregung ist manchmal nur an einer verzerrt klingenden Wiedergabe zu bemerken, für die man nicht sofort die Ursache erkennt. Diese Eigenschaft der verwendeten Si-Transistoren, auch HF noch gut zu verstärken, bedingte auch beim Aufbau einige Maßnahmen (siehe unten). Das Audion selbst trägt ebenfalls der hohen Grenzfrequenz der Si-Transistoren Rechnung. Die Rückkopplungsenergie wird – analog zu vielleicht lange vergessenen Röhrenschaltungen – am Kollektor entnommen und einer Koppelwicklung

zugeführt. Den richtigen Anschluß der Wicklungen bei gleichem Wicklungsinn deuten die Punkte im genannten Bild 40 an. Die praktische Ausführung der Ferritstabwicklung gibt Bild 41 wieder. Bei falscher Polung erfolgt keine Entdämpfung. Für die Einstellung der Rückkopplung wurde eine Lösung gewählt, die besonders in der Nähe starker Sender sehr vorteilhaft ist: Je nach Schleiferstellung des Potentiometers wird der Kreis be- oder entdämpft. Dadurch läßt sich die Lautstärke bis auf 0 herab einstellen, und ein genügend starker Sender wird in Richtung „leise" von der NF-Bandbreite her immer besser wiedergegeben. Das bewirkt die mit wachsender Dämpfung breiter werdende Durchlaßkurve des Schwingkreises, so daß auch die höchsten Tonfrequenzen noch vom Audion weitergegeben werden. Bei der Einstellung schwacher Sender dagegen wird der Kreis infolge der dann mit dem Potentiometer rückzuführenden Energie „schmaler", so daß man höhere Empfindlichkeit mit einem Verlust an Klangqualität erkaufen muß. Das ist eine typische Eigenschaft des rückgekoppelten Audions. Seine Leistungsfähigkeit hängt im übrigen entscheidend von der Routine bei der Bedienung ab. Im Zusammenspiel von Sendersuche und Betätigen des Potentiometers stellt man stets auf den Punkt ein, wo der Sender am lautesten wiedergegeben wird, ohne daß eine zu weit angezogene Rückkopplung Verzerrungen, Blubbern oder Pfeifen erzeugt. Beim Ortssender dient das Potentiometer in der vorliegenden Schaltung nur noch der Lautstärkeeinstellung, da das Gerät für ihn auch ohne Rückkopplung meist empfindlich genug ist. Bei fernen Sendern sollte man dagegen im Interesse guter Trennschärfe das Leiserstellen besser durch Drehen des Geräts aus der für den Ferritstab optimalen Empfangslage vornehmen. Die beiden Koppelkondensatoren (1 bis 2 µF) sollten in ihrer Kapazität möglichst eingehalten werden, da sie den NF-Frequenzgang mitbestimmen. Es ist jedoch, wenn das Gerät dafür genügend Platz läßt, günstiger, den Koppelkondensator zum NF-Teil durch einen Papier- oder Lackfilmtyp zu ersetzen (0,22 bis 1 µF; das stellt einen Kompromiß zwischen Frequenzgang und Volumen dar); denn der Elektrolytkondensator bewirkt infolge seines Reststroms eine exemplarabhängige Arbeitspunktbeeinflussung des nachfolgenden Transistors, die durch einen Papiertyp vermieden wird. Nach dem Einschalten muß man daher beim Elektrolytkondensator (wegen des abklingenden Anfangsstroms) einige Sekunden warten, bis der Verstärker seinen vorgesehenen Arbeitspunkt erreicht hat. Erst dann funktioniert das Gerät.

4.8.2. Aufbaubeispiel

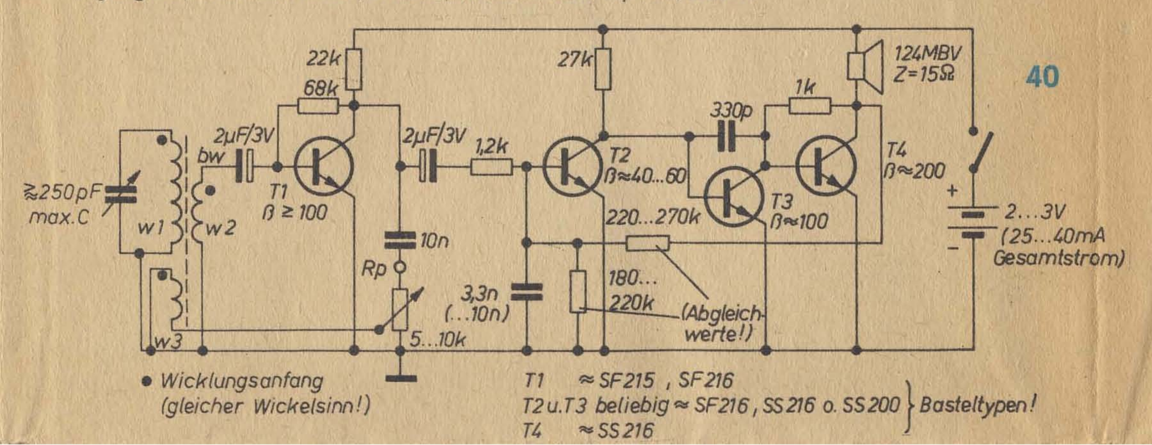
Selbst bei festem Einbau des Trimmpotentiometers zur schnellen Anpassung an andere Betriebsspannungen läßt sich der gesamte Empfänger (ohne Ferritstab und Lautsprecher) auf einer Leiterplatte vom Format 25 mm × 40 mm unterbringen (Bild 42). Er fügt sich damit, falls man ihn mit Steckern versieht, in das System „Amateurelektronik" ein. Das wäre allerdings, da er schon ein „Gerät für sich" ist, eigentlich nur von der Möglichkeit her sinnvoll, beim Einbau noch andere Systemteile zu verwenden, also Federleisten, Trägerstreifen und Kappen.
Bei einer derartigen Kleinheit des aktiven Teils des Empfängers kann man dessen Platzaufteilung fast ohne Berücksichtigung des Bausteins durchführen. Man erhält bei Verwendung eines genügend großen Lautsprechers ein recht leistungsfähiges Zweitgerät guter Wiedergabequalität und Lautstärke. Wie aus der Literatur bekannt (s. „Funktechnik", H. 15/1970, S. 568), wächst der Wirkungsgrad des Lautsprechers mit der vierten Potenz des Durchmessers der abstrahlenden Fläche. So ist es mit nur 30 mA Arbeitspunktstrom (den die beiden Monozellen wenigstens 100 Betriebsstunden lang vertragen) möglich, eine annehmbare Lautstärke zu erzielen, wenn z. B. der angegebene Lautsprecher 124 MBV verwendet wird. Der Betriebsstundenpreis liegt damit bei weniger als 1 Pfg.
Der Aufbau läßt sich relativ unkonventionell in einem quadratischen Gehäuse vornehmen, das aus Holz, Hartpapier oder PVC (in diesem Fall wenigstens 5 mm Wanddicke für einfache Verbindung mit M2-Schrauben) bestehen kann. Seine Abmessungen werden vom Lautsprecher bestimmt; Mustergerät: 60 mm × 140 mm × 140 mm. Neben dem Lautsprecher finden die beiden Monozollen Platz, die in ein U-Stück aus 2-mm-PVC geklemmt werden (Plus mit einem Blechstück, Minus über eine Spiralfeder aus 1-mm-Stahldraht kontaktieren). Auch das Gehäuse einer Stablampe eignet sich als Batteriehalter, wenn der nötige Platz eingeplant ist. Die gegenüberliegende Schmalseite trägt den Ferritstab. Für ihn bewährte sich der in dem noch im Handel befindlichen Bausatz EBS 2–1 enthaltene, fertig bewickelte Stab mit Montagevor-

richtung. Dieser Stab erlaubt L-Abstimmung durch Verschieben in der Wicklung. Ein Festkondensator von 330 pF für diesen Zweck befindet sich im Bausatz. Im Muster wurde der Schwingkreis mit einem Drehkondensator abgestimmt. Einziger Eingriff: Die Anschlüsse der obersten Wicklung sind umzudrehen, die bisherige Masseseite dient jetzt zur Zuführung der Rückkopplungsenergie. Die zweite Wicklung speist die Basis, die unterste ist die Kreiswicklung. Als Rückkopplungspotentiometer wurde im Mustergerät ein Typ mit 4-mm-Achse extern angeschlossen, doch könnte man sich in Miniaturanwendungen des Empfängers für fest eingestellten Sender auch Schraubenzieherbetätigung eines in der Leiterplatte eingebauten Trimmpotentiometers vorstellen. Eine Schiebetaste mit Rastung dient im Gerät als Ein-Aus-Schalter. Das sichert gegenüber einem Drehschalter eine wirksamere Betriebszustandssignalisierung.
Die beiden Bedienungsachsen erhielten in üblicher Weise entsprechend aufgebohrte Zahnpastatubenverschlüsse als Knöpfe – der verwendete Drehkondensator erlaubte infolge seines Untersetzungsgetriebes einen derart kleinen Knopf.
Die Gebrauchslage des Geräts ist in Grenzen beliebig, Hauptsache, der Ferritstab liegt dabei horizontal und senkrecht zur Senderrichtung. Da das quadratische Gehäuse beim Aufrechtstellen etwas ungünstig wirkt (man könnte es auch in einer Richtung vergrößern), erhielt das Muster einen abnehmbaren Rahmen mit 4 stabförmigen Stützen und kann dadurch, wahlweise mit dem Lautsprecher nach oben oder nach unten abstrahlend, flach auf den Tisch gestellt werden. Die Bilder 43 bis 46 zeigen einige Ansichten des beschriebenen Geräts. Sie dürften als Nachbauanregung genügen. Ergänzend dazu sei auf die im Muster erforderlichen Abschirmmaßnahmen gegen Selbsterregungstendenzen hingewiesen: Streckmetallblech als Trennwand zwischen den Lautsprecherklemmen und der Ferritstabwicklung; Verbinden des Lautsprecherkorbs mit Gerätemasse (wichtig!), Verdrillen sämtlicher zusammengehöriger Leitungen außer der Zuleitung von der Kreiswicklung zum Drehkondensator, diese aber parallel zur Masseleitung führen.

5. Bezugsquellen und Literatur

Siliziumbasteltransistoren der im Bauplan verwendeten Bauformen führen alle bekannten RFT-Funkamateurfilialen und die Versandhäuser in Wermsdorf und Halberstadt. Bei Redaktionsschluß dieses Bauplans waren von dort auch noch Preislisten erhältlich. Außerdem wurde die Preisliste im „FUNKAMATEUR" abgedruckt. Inzwischen ist außerdem der Versandkatalog vom Konsum-Elektronik-Versand, 36 Halberstadt, Postfach 11, erschienen.

Neben der Lektüre des „Standardwerks" für die Information des Amateurs über allgemeine Zusammenhänge auf dem Gebiet der Transistortechnik, der „Transistortechnik für den Funkamateur" von H.-J. Fischer, in dem allerdings über die jetzt erhältlichen Typen noch wenig Einzelheiten zu finden sind, und den beiden Broschüren des gleichen Autors, „Einführung in die Dioden- und Transistortechnik" (Reihe „electronica", Band 81 und 82), empfiehlt es sich, die in der Fachpresse erscheinenden Beiträge über Siliziumtransistoranwendungen zu verfolgen, vor allem im „FUNKAMATEUR". Außerdem sei auf die Publikationen des VEB Kombinat Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) verwiesen. Einige Schaltungen dieses Bauplans gehen auf Anregungen aus „Funktechnik", Heft 13/1969 und Heft 19/1969, zurück.



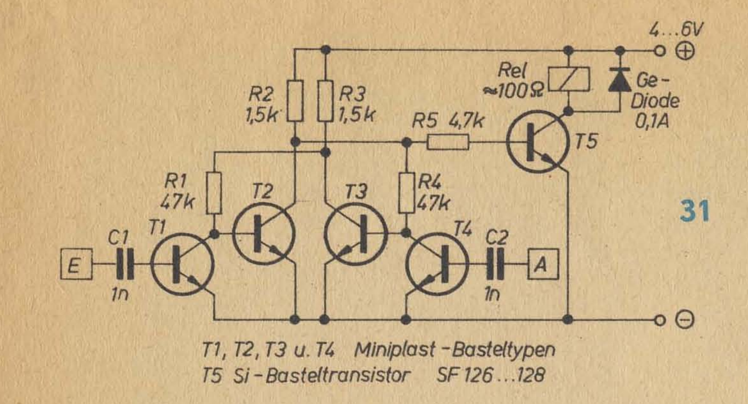
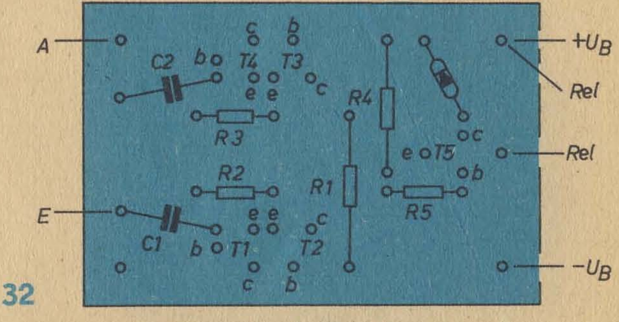


Bild 31
Bistabiler Multivibrator mit Vorstufen und Relaisausgang als Ein-Aus-Schalter über Berührungskontakte

Bild 32
Vorschlag für eine Leiterplatte zu Bild 31



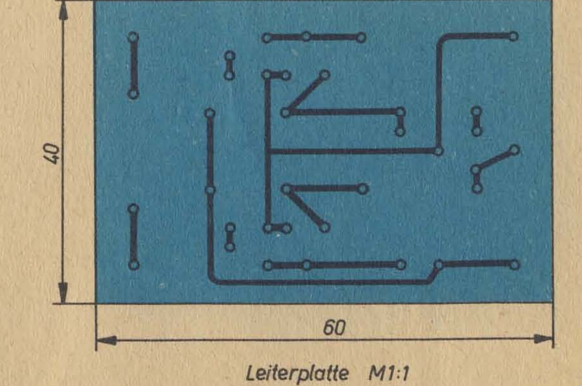
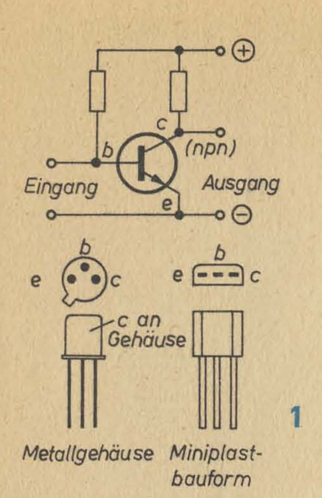
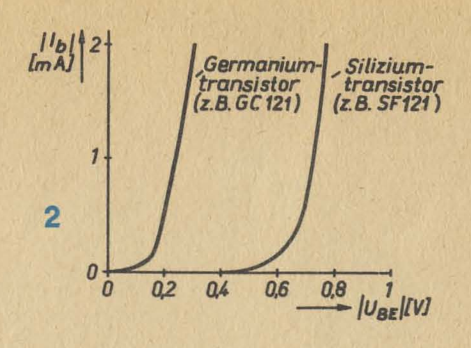


Bild 40
Einkreisempfänger für 2 bis 3 V Betriebsspannung (es wurden die β-Werte des Mustergeräts eingetragen)



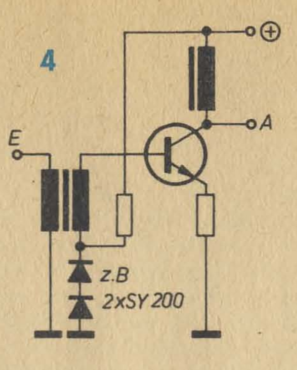
1



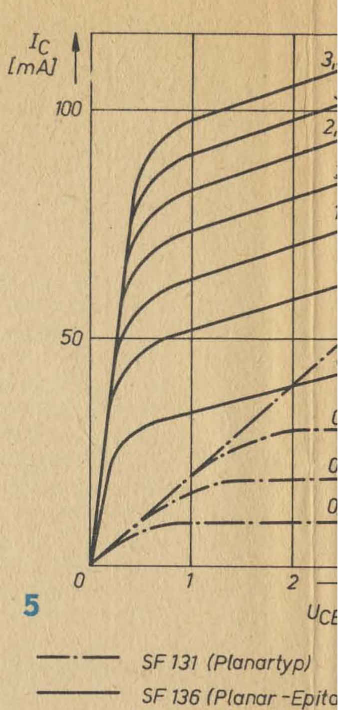
2

B=f(I_C) (normiert auf I_C=50mA bei ϑ_a=25°C)
Parameter ϑ_a
$\frac{B}{B\,(50mA)}$
U_{CE}=6V
SF121
125°C
100°C
75°C
50°C
25°C
0°C
-40°C
I_C[mA]

3



4



5

Bild 1
npn-Transistor in einer Verstärkerstufe (Emitterpfeil zeigt nach außen, Kollektor- und Basisspannung positiv) und Bauformen der z. Z. erhältlichen Si-Transistoren

Bild 2
Eingangskennlinienvergleich zwischen Si und Ge

Bild 3
Temperatur- und Kollektorstromabhängigkeit der Stromverstärkung (Beispiel)

Bild 4
Beispiel für temperaturkompensierte Arbeitspunkteinstellung mit Si-Dioden

Bild 5
Unterschiede im Kennlinienfeld zwischen Planar- und Planar-Epitaxie-Typen (wichtig für Betrieb bei kleinen Spannungen)

10

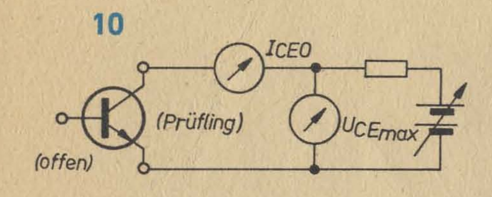
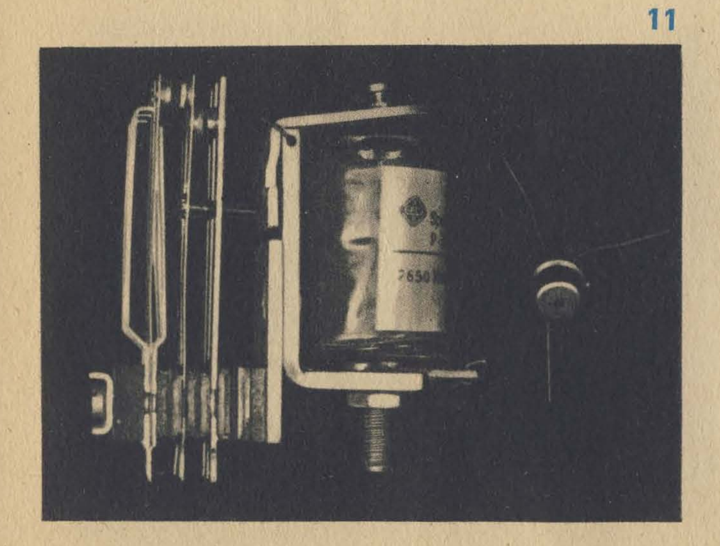


Bild 10
Eignungsprüfung für eine bestimmte U_{CE}

11



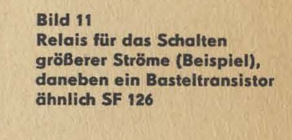
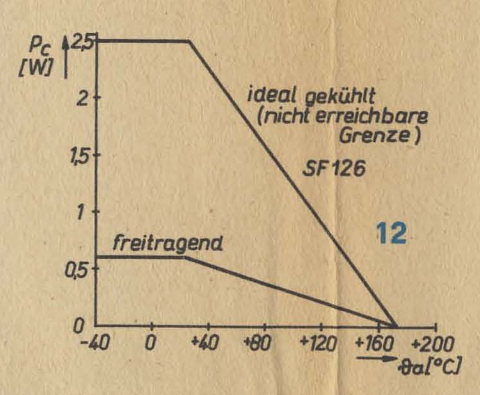


Bild 11
Relais für das Schalten größerer Ströme (Beispiel), daneben ein Basteltransistor ähnlich SF 126

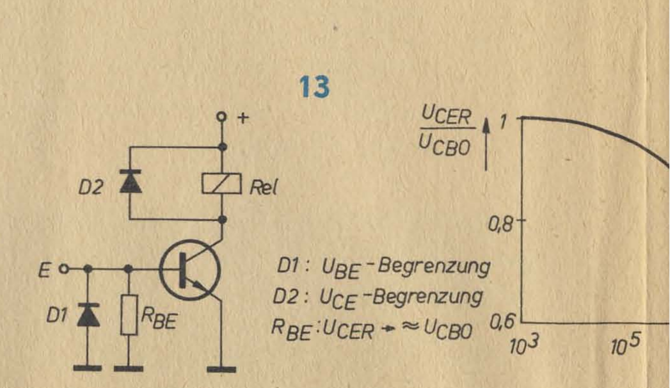


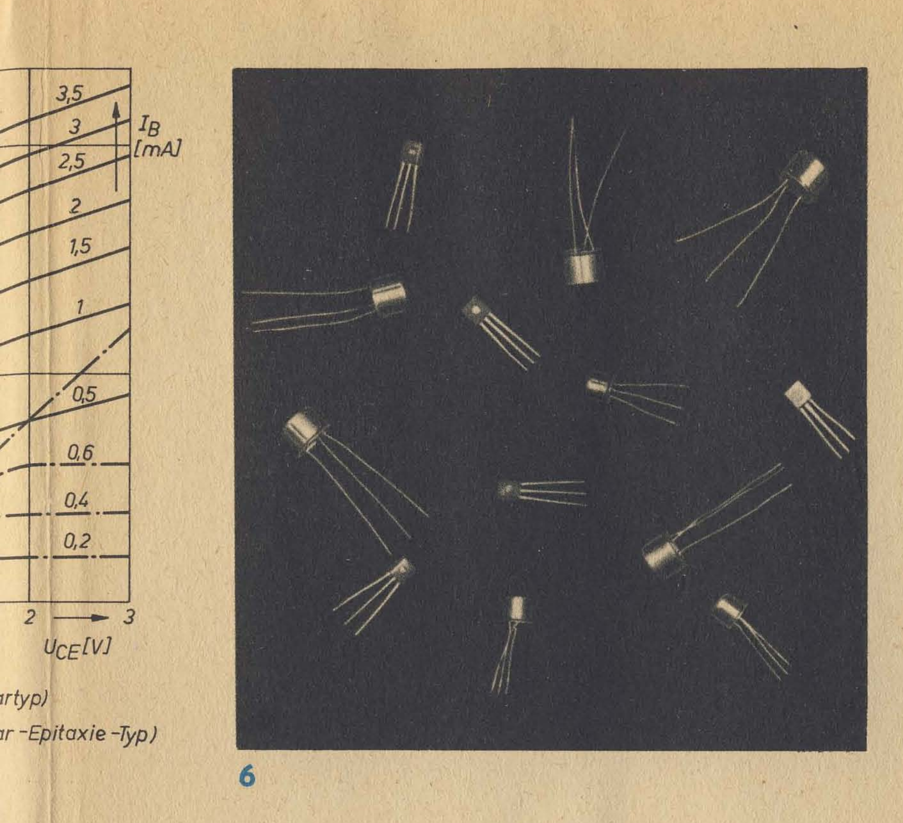
12

Bild 12
Belastbarkeit der Reihen SF 121 bis SF 123 und SF 126 bis SF 128 in Abhängigkeit von Temperatur und Kühlung

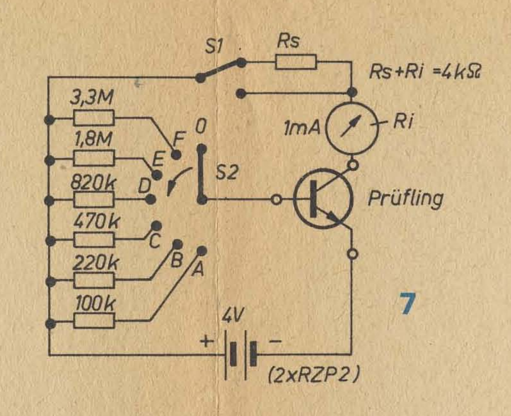
Bild 13
Schutzmaßnahmen an einem Schalttransistor

13

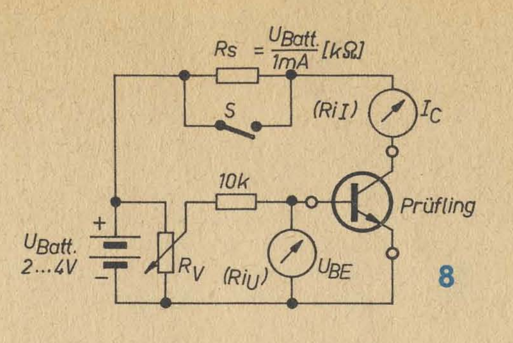




6



7



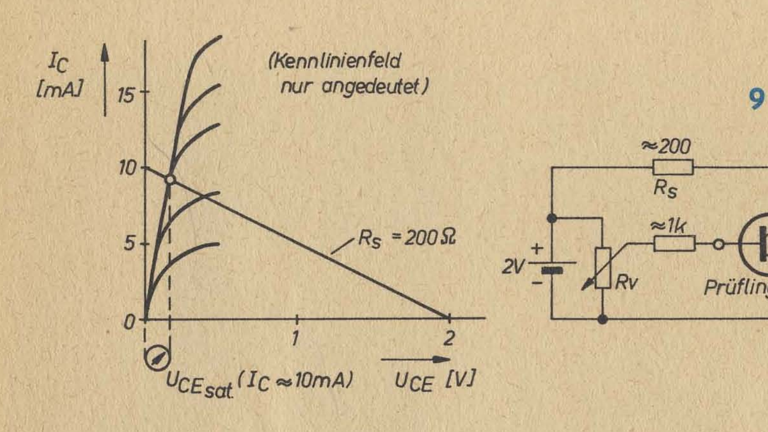
8

Bild 6
Si-Basteltransistoren des Angebots von 1970

Bild 7
Einfacher Stromverstärkungstester

Bild 8
Messung von U_{BE} für einen bestimmten I_C

Bild 9
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannungs-Test



9

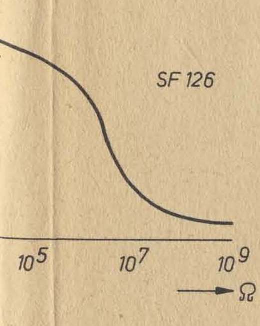
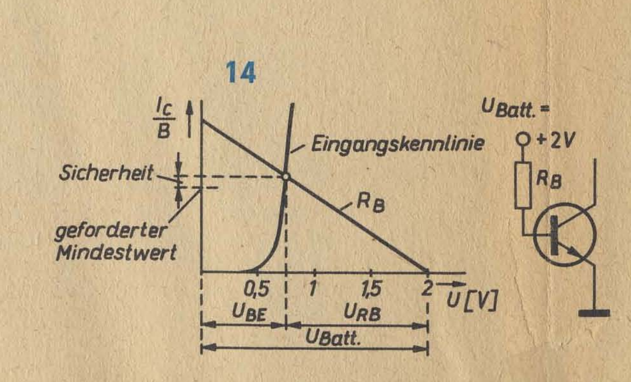


Bild 14
Basis-Vorwiderstand und Eingangskennlinie

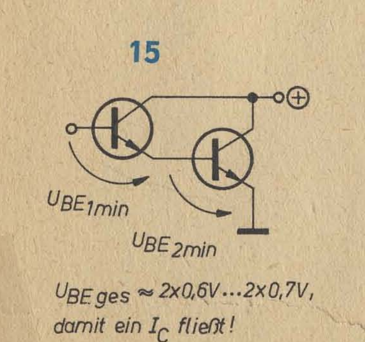
Bild 15
Eine Darlington-Schaltung mit Si-Transistoren hat einen hohen Eingangsgleichspannungsbedarf

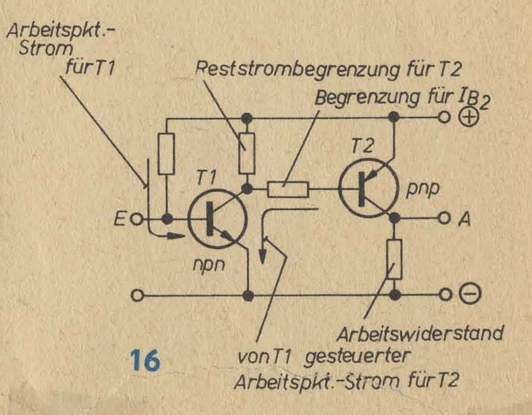
Bild 16
Zur Auslegung einer Komplementärschaltung mit npn- und pnp-Transistor

14

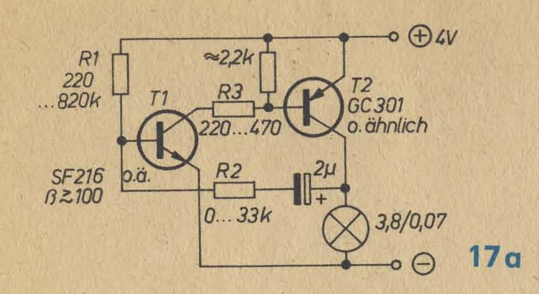


15

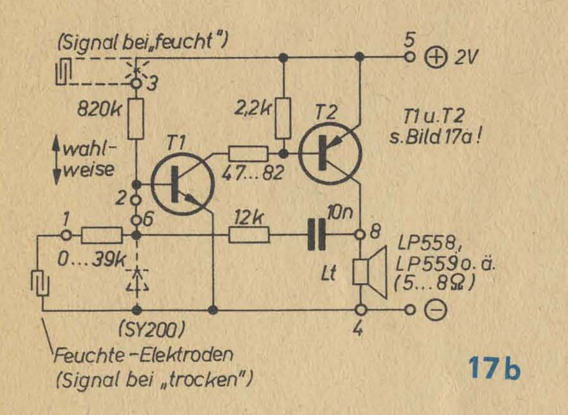




16



17a



17b

Bild 17
2 steuerbare Komplementär-multivibratoren; a – mit Blink-ausgang, b – mit Lautsprecher (Dauerton bis zu einigen Tagen aus einem einzigen RZP2-Akku!)

Bild 18
Aufbauvorschlag für Bild 17 b auf Universalleiterplatte

Bild 19
Möglichkeiten der Überwachung von Flüssigkeitspegeln; a – seriell mit Abfrage nach Alarm, b – parallel mit selbsttätiger Lokalisierung

Bild 20
Überwachungsschaltung mit serieller Bereitschaft und selektiver Abfrage nach Alarm

47
c T1 e
b
22k
820k
2,2k
e
T2
c
b
10n
12k
1 2 3 4 5 6 8

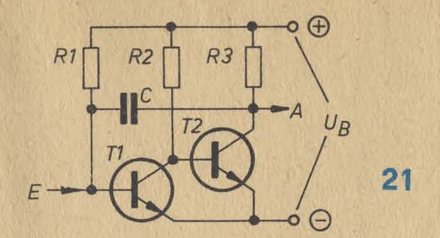
18

Abfragetasten
a)
≥ bzw. ≈
bzw.
Signal
I II III
b)
bzw. bzw. bzw.
≥ bzw. ≈
I II III

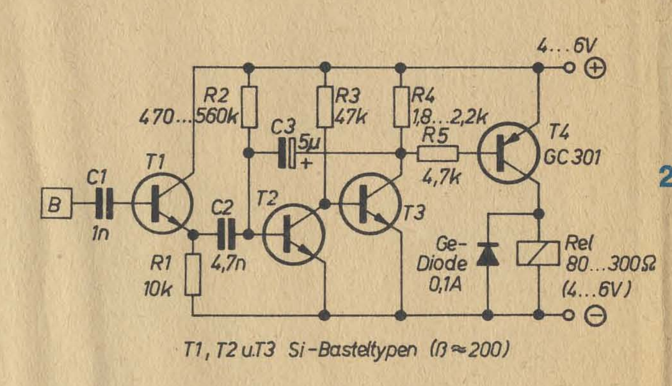
19

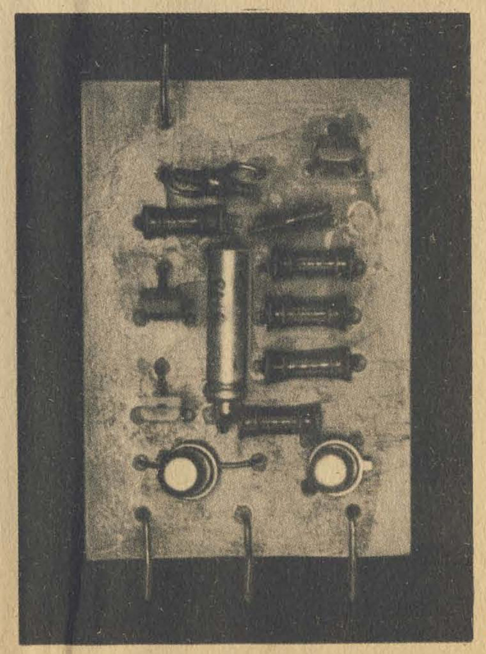
Automatik (At)
Abfrage (Af)
≥ bzw. ≈
At Af
I II III I II III
I II III
2-Ebenen-Drehschalter
(oder Tastenschalter) für Abfrage

20

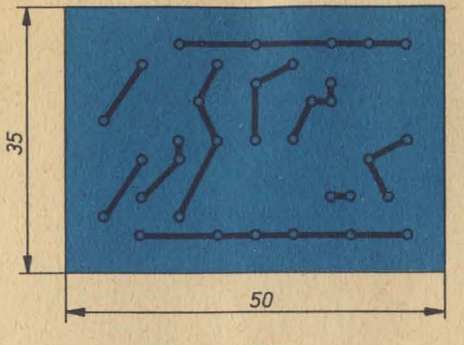


21



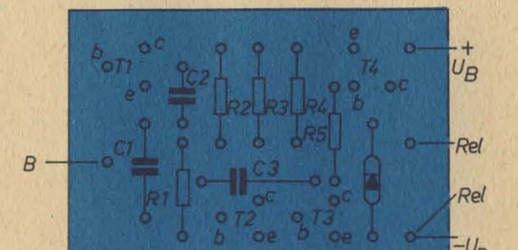


23



Leiterseite M 1:1

24



Bauelementeseite M1:1

22

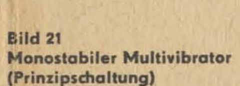
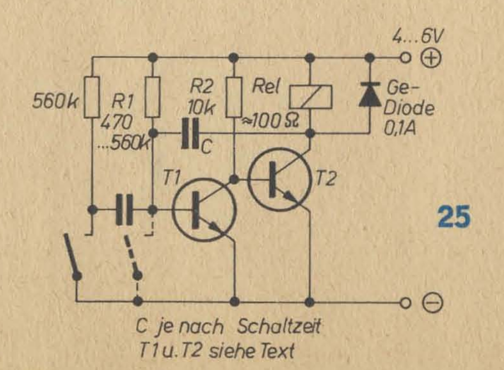


Bild 21
Monostabiler Multivibrator
(Prinzipschaltung)

Bild 22
Berührungsempfindlicher
Zeitschalter

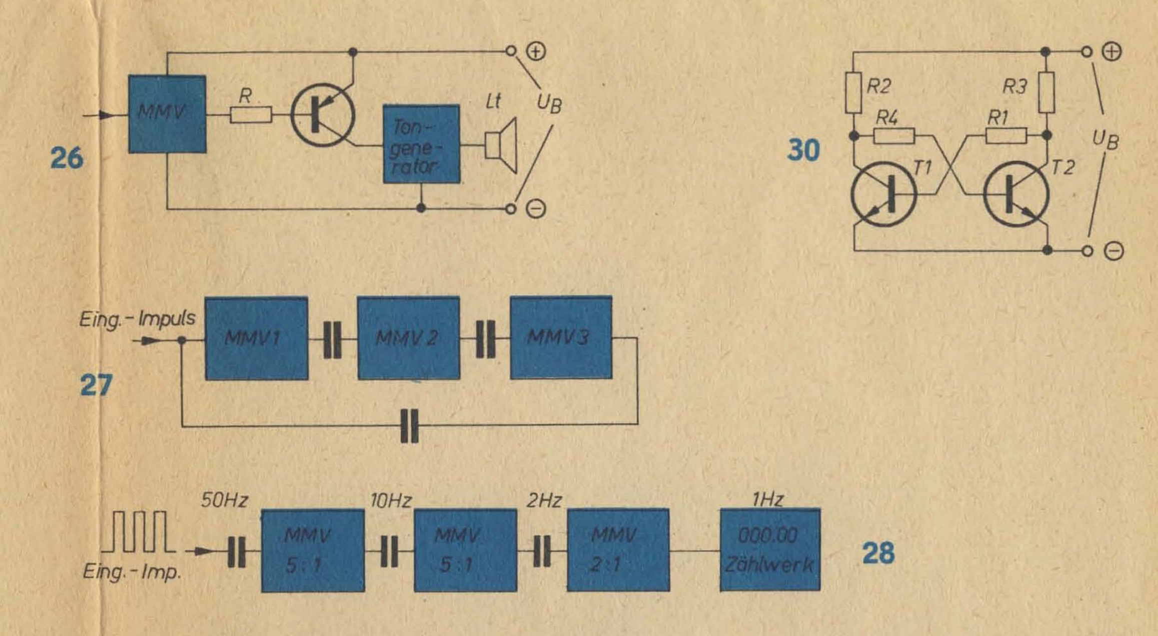
Bild 23
Praktisch ausgeführtes Muster
nach Bild 22 in der Größe
einer Streichholzschachtel

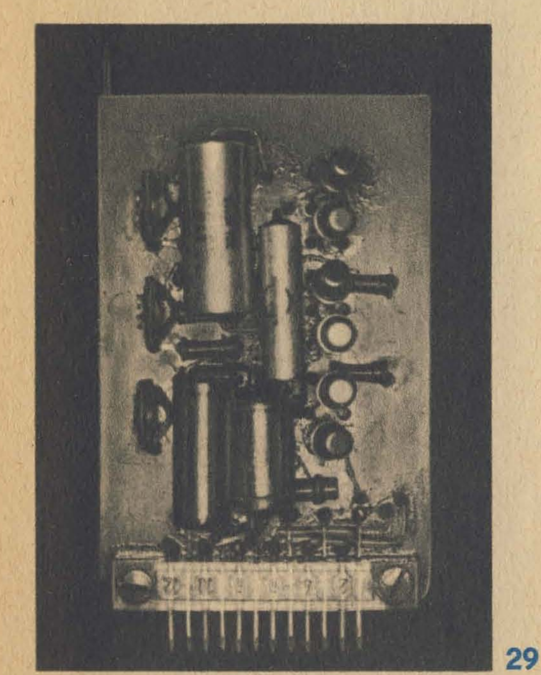
Bild 24
Leitungsmusterskelett
und Bestückungsplan zu Bild 23



C je nach Schaltzeit
T1 u. T2 siehe Text

25





29

Bild 25
Monostabiler Multivibrator
mit Handauslösung
(beide Schalter sind möglich)

Bild 26
Anwendungsbeispiel für den
monostabilen Multivibrator:
Kurzer Eingangsimpuls löst Ton
von bestimmter Dauer aus

Bild 27
Schaltring aus 3 monostabilen
Multivibratoren

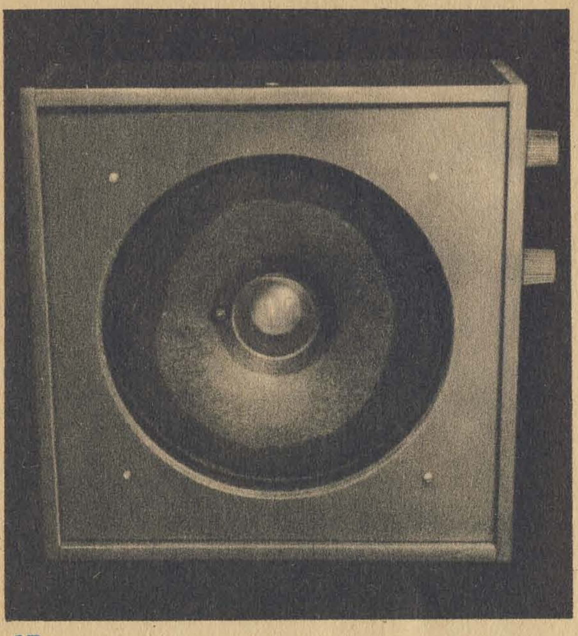
Bild 28
Monostabile Multivibratoren
als Frequenzteiler
(Beispiel: 1-Hz-Impulse,
aus der Netzfrequenz abgeleitet)

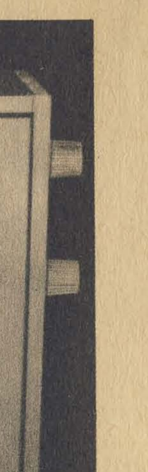
Bild 29
Ausführungsbeispiel
für die Schaltung nach Bild 28

Bild 30
Bistabiler Multivibrator
(Prinzip)

Redaktionsschluß: 20. 9. 1970 · 1.–20. Tausend · Deutscher Militärverlag, Berlin 1971 · Lizenz-Nr. 5 · Lektor: Wolfgang Stammler · Zeichnungen: Manfred Schulz · Fotos: Reinhard Oettel (2) / Klaus Schlenzig · Typografie: Helmut Herrmann · Vorauskorrektor und Korrektor: Ingeborg Kern · Hersteller: Werner Briege · Gesamtherstellung: Sachsendruck Plauen · Bestell-Nr. 745 367 2

45





41

auf Pappunterlage wickeln,
mit Alleskleber festlegen.

Ferritstab
ϕ8x100

W2 ≈ 15 Wdg.
0,3 CuLkc

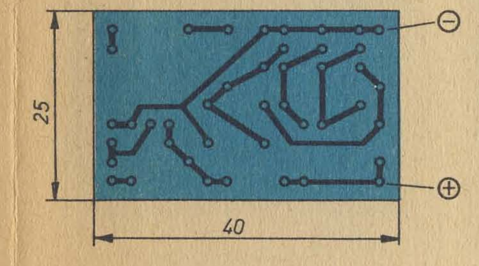
W3 ≈ 8 Wdg.
0,3 CuLkc

w1 ≈ 80…90 Wdg.
10x0,07 oder
0,3 CuLkc

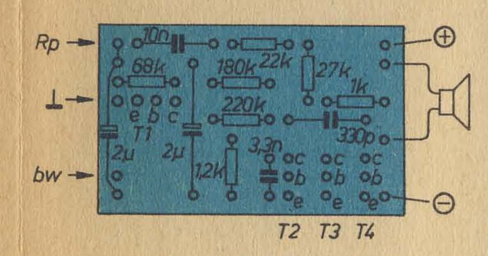
Bild 41
Ferritstabwicklung (Richtwerte)
für Bild 40

Bild 42
Leiterplattenvorschlag
für den Einkreisempfänger
nach Bild 40
(Modellaufnahme des
Versuchsmusters)

42

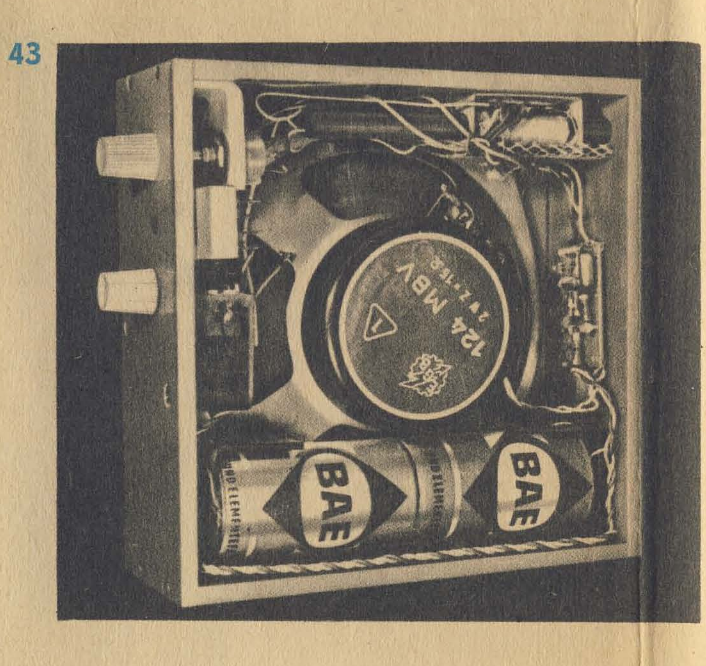


Leiterseite M1:1

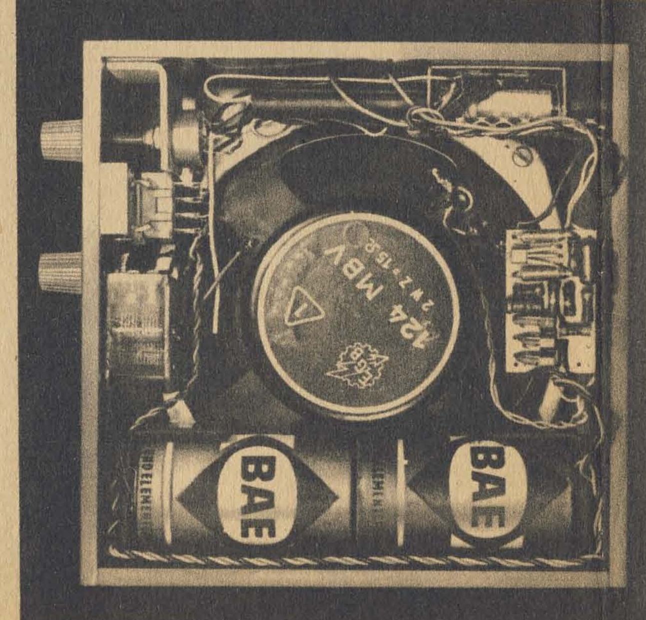


Bauelementeseite M1:1

43



44



46

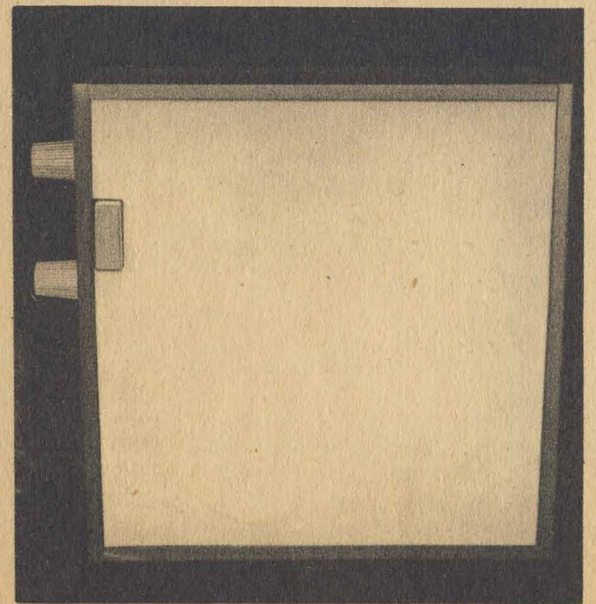


Bild 45
Vorderansicht des Mustergeräts
(Lautsprecherabdeckung
entfernt), dessen Maße praktisch
durch den Lautsprecher bestimmt
werden

Bild 46
Rückseite mit Einschalttaste

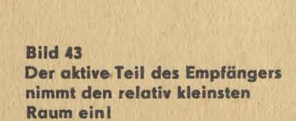
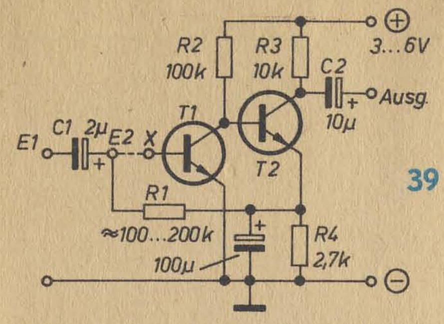
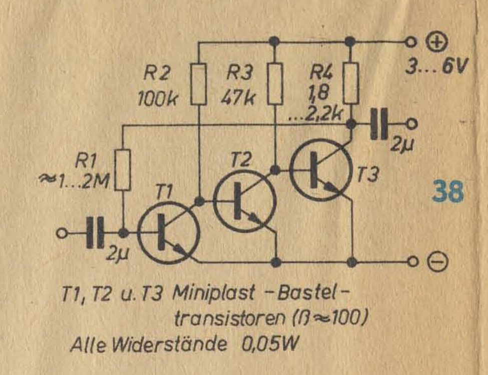


Bild 43
Der aktive Teil des Empfängers
nimmt den relativ kleinsten
Raum ein!

Bild 44
Zur Ansicht hochgeklappte
Leiterplatte des Empfängers



T1 u. T2 Miniplast – Basteltransistoren
(ß ≈100...200)
Alle Widerstände 0,05W
C1, C2 u. C3 Elyt-Kondensatoren TGL 7198



T1, T2 u. T3 Miniplast-Basteltransistoren (ß ≈100)
Alle Widerstände 0,05W

Bild 38
Direktgekoppelter, 3stufiger NF-Verstärker (zur Dimensionierung Text beachten!)

Bild 39
2stufiger Vorverstärker

37

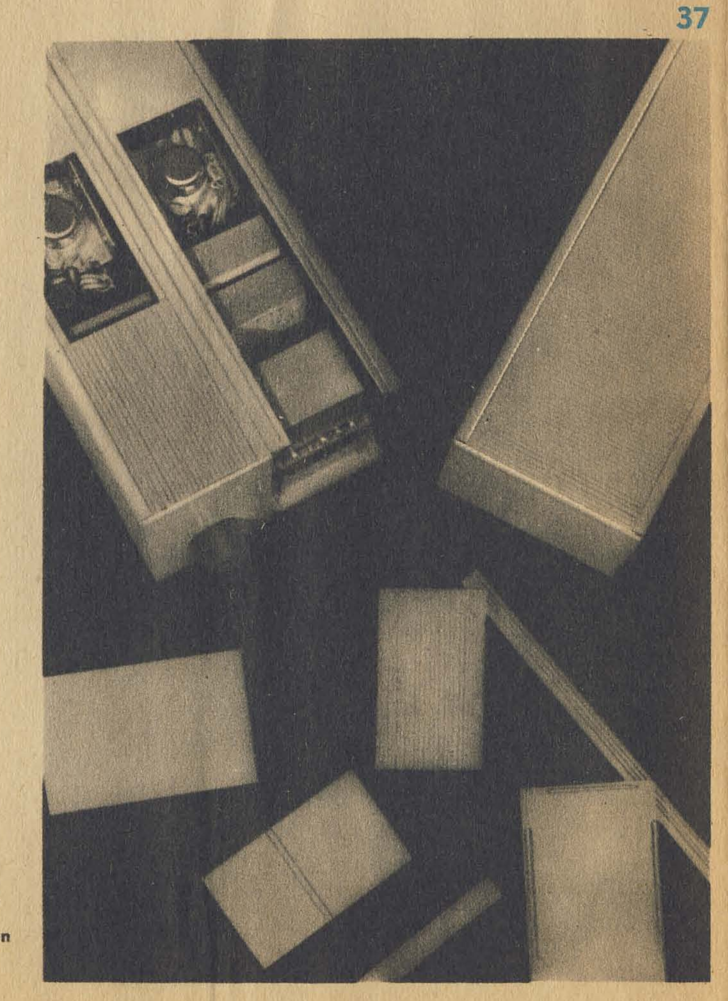
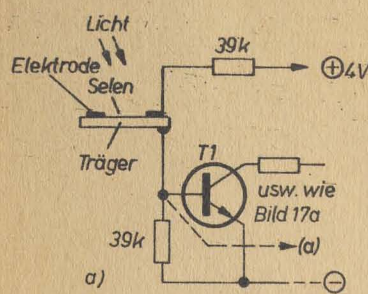
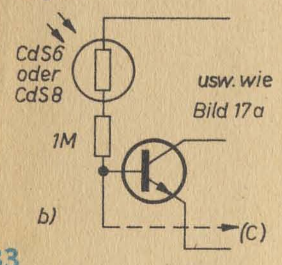


Bild 37
Hinweis auf die neuen Gehäuseteile des Systems „Komplexe Amateurelektronik", die sich für viele der vorgestellten Schaltungen eignen (vgl. Originalbauplan Nr. 19; erscheint im September 1971)



Selenelement „halbsymbolisch" dargestellt



33

2,7k
a
b
weiter wie Bild 35
CdS6 oder CdS8

34

Bild 33
Anschluß eines Selen-Fotoelements (a) oder eines Fotowiderstands (b) an die Schaltung nach Bild 17 a: mit C Blinken bei Licht, Dauerlicht bei Dunkel; ohne C dunkel bei Licht, leuchtet im Dunkeln

Bild 34
Komplementärschaltung „hell bei Licht"

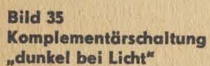
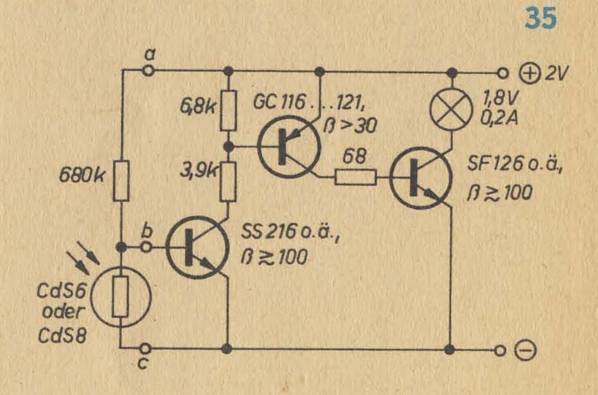
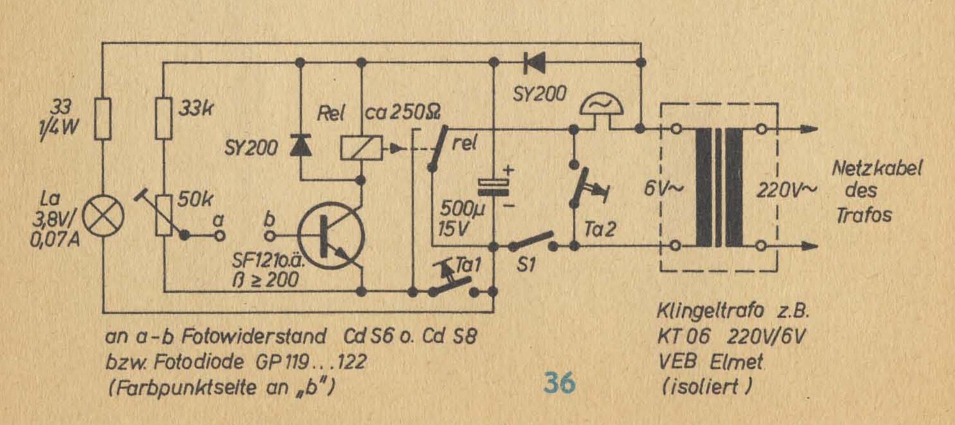


Bild 35
Komplementärschaltung „dunkel bei Licht"

Bild 36
Beispiel einer Lichtschranke mit Selbsthaltung, die an die Hausklingelanlage angeschlossen werden kann

35





an a-b Fotowiderstand CdS6 o. CdS8
bzw. Fotodiode GP119...122
(Farbpunktseite an „b")

Klingeltrafo z.B.
KT 06 220V/6V
VEB Elmet
(isoliert)

36